



**Уральский
федеральный
университет**

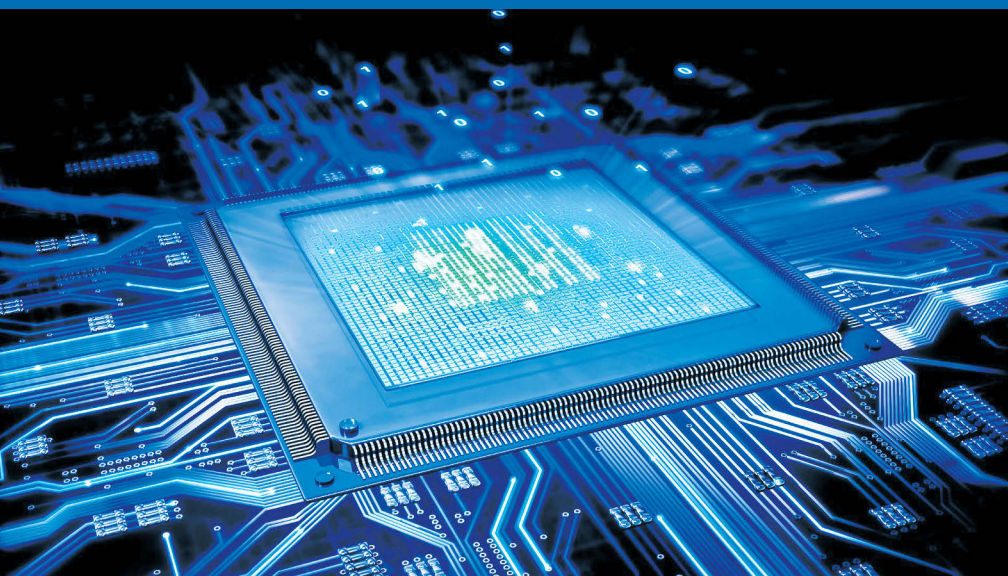
имени первого Президента
России Б.Н. Ельцина

**Институт радиоэлектроники
и информационных
технологий**

**А. В. АМИНЕВ
А. В. БЛОХИН**

ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Учебное пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

А. В. Аминев, А. В. Блохин

Измерения в телекоммуникационных системах

Рекомендовано
методическим советом УрФУ
в качестве **учебного пособия** для студентов,
обучающихся по специальности 090106 —
Информационная безопасность
телекоммуникационных систем

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2015

УДК 004.71(075.8)

ББК 32.968я73

А62

Рецензенты:

кафедра общепрофессиональных дисциплин Уральского технического института связи и информатики (филиал) Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (зам. зав. кафедрой канд. техн. наук, доц. **Н. В. Будылдина**); д-р техн. наук, проф. **Т. В. Чирков** (ООО «Прософт-Системы»)

Под общей редакцией проф. **А. В. Блохина**

Изображение на обложке предоставлено авторами.

Аминев, А. В.

А62 Измерения в телекоммуникационных системах : учебное пособие / А. В. Аминев, А. В. Блохин. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2015. — 224 с.

ISBN 978-5-7996-1317-4

Излагаются основные сведения о современных методах и средствах измерений параметров телекоммуникационных систем. Наряду с традиционными электрорадиоизмерениями, такими как измерения тока, напряжения, мощности, частоты, фазового сдвига, радиопомех, спектров сигналов, параметров элементов электрических цепей, рассматриваются средства измерений, предназначенные для обслуживания и эксплуатации только телекоммуникационных систем.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности «Информационная безопасность телекоммуникационных систем». Будет полезным для других направлений подготовки и специальностей, таких как «Радиотехника», «Радиоэлектронные системы», «Средства связи с подвижными объектами», «Сети связи и системы коммутации».

Библиогр.: 11 назв. Табл. 6. Рис. 125.

УДК 004.71(075.8)

ББК 32.968я73

ISBN 978-5-7996-1317-4

© Уральский федеральный университет, 2015

Предисловие

Значение измерений в жизни и развитии человеческого общества трудно переоценить. Любая отрасль науки и техники немыслима без измерений. Важную роль играют измерения и в технике телекоммуникационных систем (ТКС), где количественная и качественная оценки различных физических явлений осуществляются с помощью средств измерений. Успешное решение научных и технических проблем, разработка и изготовление аппаратуры ТКС, интенсификация и автоматизация производства, обеспечение высокой надежности и эффективности средств связи невозможны без использования высококачественной измерительной аппаратуры.

Бурное развитие современных ТКС стало причиной появления целого класса новых измерительных приборов (анализаторов протоколов, оптических рефлектометров и т.д.). Этот класс измерительной техники отличается от традиционных средств специфической специализацией и применением, что привело к появлению новой отрасли измерений, условно называемой измерительными технологиями, которые предъявляют новые требования и подходы к методам и средствам измерений.

Измерительная техника ТКС развивается в направлении автоматизации и убыстрения процесса измерений, повышения точности измерений и расширения пределов измеряемых величин, разработки новых измерительных приборов с высокой точностью и надежностью измерений. Особое место в развитии техники измерений занимает разработка методов и приборов для производства измерений без нарушения связи.

Кроме того, развитие современной измерительной техники идет в основном по пути ее высокой специализации, поэтому к услугам специалистов ТКС предлагается измерительная техника для обслуживания и эксплуатации только систем связи и коммуникаций, и ее уже невозможно использовать для других областей измерительной деятельности.

В последние годы более половины мирового телекоммуникационного рынка занимают соответствующие программные средства. Программное обеспечение современных ТКС обновляется в среднем раз в два года, радикально меняя возможности ТКС. Это, в свою очередь, приводит к появлению нового поколения специализированных средств измерений.

Условно номенклатуру измерительного оборудования, используемого для проведения измерений в ТКС, можно разделить на следующие основные группы:

- общая измерительная техника;
- техника для радиочастотных измерений;
- измерительное оборудование и средства измерений волоконно-оптических линий связи;
- аппаратура для измерений в цифровых линиях связи;
- оборудование и средства измерений параметров электромагнитных сигналов в ТКС.

Все вышеперечисленные группы измерительного оборудования рассматриваются в учебном пособии.

Авторы надеются на то, что с общими вопросами методов и средств измерений, погрешностей измерений, обработки результатов измерений, организационно-правовых основ обеспечения единства измерений, основ квалитметрии, технического регулирования и стандартизации студенты, изучающие курс измерений в ТКС, ознакомлены ранее в курсе «Метрология, стандартизация и сертификация» [1].

Большое внимание в учебном пособии уделено не только номенклатуре традиционного оборудования электрорадиоизмерений, используемого в технике ТКС, но и новому классу оборудования, необходимому для контроля и эксплуатации первичной и вторичной сетей цифровой передачи информации.

Авторы благодарны профессору А. П. Мальцеву и доценту А. С. Лучинину за полезные советы при обсуждении существа, трактовки и изложения некоторых вопросов на этапе подготовки рукописи учебного пособия к изданию.

Введение

Телекоммуникационные системы и сетевые технологии являются в настоящее время той движущей силой, которая обеспечивает развитие мировой цивилизации. Практически нет области производственных и общественных отношений, которая не использовала бы возможности современных технологий на базе телекоммуникационных систем и сетей. ТКС используются в настоящее время в любой области предметной деятельности человечества. Возьмем, например, электросвязь. Вот некоторые ее применения:

- телефонная связь (аналоговая, цифровая, мобильная);
- телеграфная связь;
- сети передачи данных;
- факсимильная связь;
- документальная электросвязь;
- цифровые сети интегрального обслуживания;
- широкополосные и интеллектуальные сети;
- цифровые коммутационные системы с программным управлением;
- интегральные информационные системы управления предприятиями электросвязи;
- мобильные сети;
- локальные сети;
- глобальные сети;
- спутниковые сети.

Что же измеряют в перечисленных выше системах и сетях при их производстве, оценке технического состояния, обслуживании, оценивании качества обработки, защиты и передачи информации и эксплуатации? К числу измеряемых параметров и характеристик в ТКС следует отнести:

- силовые параметры сигналов (постоянные и переменные напряжения и токи);
- энергетические параметры сигналов (мощность, шумовые параметры радиоэлектронных устройств, уровни передачи, рабочего затухания, рабочего усиления);

- временные и частотные параметры сигналов (частота, период колебаний, фазовые сдвиги, фазовое дрожание цифрового сигнала, форма импульсов, анализ кодовых групп, анализ спектра, нелинейные искажения, параметры модулированных сигналов);
- параметры электрических цепей (сопротивление, индуктивность, емкость, добротность);
- параметры волоконно-оптических линий связи (коэффициент затухания, анализ неоднородностей, дисперсия);
- техническая диагностика и анализ протоколов и интерфейсов в цифровых линиях связи.

Это далеко не полный список параметров и характеристик, с которыми приходится сталкиваться специалисту при проведении измерений в ТКС.

Для измерения указанных выше параметров зачастую используют традиционные электрорадиоизмерительные приборы и устройства, выпускаемые отечественной промышленностью и постоянно совершенствующиеся. Однако специфика ТКС требует применения узкоспециализированных измерительных приборов и устройств, предназначенных для проведения измерений только в ТКС. К таким средствам измерений можно отнести оптические измерители мощности, источники оптических сигналов, анализаторы протоколов, рефлектометры, дефектоскопы, анализаторы спектра и др. Парк узкоспециализированных средств измерений пополняется в основном за счет зарубежных поставок.

Основная задача учебного пособия — научить правильно и обоснованно выбирать метод измерения и измерительные приборы, обеспечивающие наилучшую достоверность проводимого измерения, производить само измерение и обрабатывать результаты измерений с учетом имеющихся погрешностей.

Глава 1

Стандартные узлы средств измерения

Большинство современных средств измерения (СИ), используемых в практике измерений в ТКС, состоят из одинаковых стандартных структурных узлов. В измерительную цепь СИ эти узлы включаются для каждого конкретного устройства по-разному, в зависимости от функционального назначения СИ, реализующего тот или иной алгоритм, а также в зависимости от структурной схемы СИ, реализующей тот или иной метод измерения. К стандартным узлам относятся масштабные измерительные преобразователи, преобразователи мгновенных значений напряжений и токов, аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи, генераторы электрических сигналов, микропроцессоры, индикаторы. В различных цифровых СИ дискретные значения измерительных сигналов могут быть представлены для последующей обработки или индикации в виде кодовых комбинаций, которые также стандартизированы для большинства СИ.

Все указанные выше стандартные узлы СИ имеют нормированные метрологические характеристики. Промышленное производство этих узлов унифицировано и осуществляется в строгом соответствии с государственными стандартами.

1.1. Масштабные измерительные преобразователи

Масштабные измерительные преобразователи предназначены для изменения размера физической величины в заданное число раз. К преобразовательным устройствам, осуществляющим функции масштабного преобразования, принято относить шунты, добавочные резисторы, делители напряжения, измерительные трансформаторы тока и напряжения, измерительные усилители.

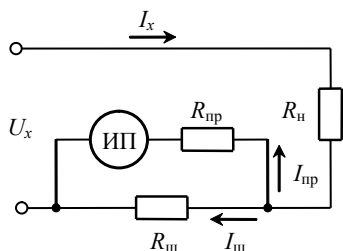


Рис. 1.1. Схема включения шунта

Шунты предназначены для расширения пределов измерения по току и представляют собой калиброванные резисторы (меры). Схема включения шунта к измерительному прибору (ИП) показана на рис. 1.1.

Сопротивление шунта выбирается таким, чтобы большая часть тока протекала по шунту. Конкретное сопротивление шунта можно определить из равенства

$$I_{\text{пр}} R_{\text{пр}} = I_{\text{ш}} R_{\text{ш}},$$

откуда

$$R_{\text{ш}} = R_{\text{пр}} (I_{\text{пр}} / I_{\text{ш}}).$$

Учитывая, что $I_x = I_{\text{пр}} + I_{\text{ш}}$, можно записать

$$R_{\text{ш}} = R_{\text{пр}} \left(\frac{I_x}{I_{\text{ш}}} - 1 \right) = \frac{R_{\text{пр}}}{I_x / I_{\text{пр}} - 1} = \frac{R_{\text{пр}}}{n - 1}. \quad (1.1)$$

Коэффициент $n = I_x / I_{\text{пр}}$ принято называть коэффициентом шунтирования. Из выражения (1.1) следует $n = (R_{\text{ш}} + R_{\text{пр}}) / R_{\text{ш}}$.

Шунты применяют в основном с магнитоэлектрическими измерительными механизмами в цепях постоянного тока. На переменном токе сопротивление шунта и сопротивление измерительного механизма при изменении частоты измеряемого сигнала изменяются неодинаково, что приводит к дополнительной погрешности.

Конструктивно различают внутренние и наружные шунты. Внутренние шунты применяют обычно в амперметрах для измерения небольших токов (до 30 А). Они располагаются, как правило, внутри корпуса прибора. Наружные (внешние) шунты используют с приборами для измерения больших токов (до 6000 А). В этом случае мощность, рассеиваемая шунтом, не нагревает прибор.

Основные параметры шунтов регламентируются. По точности различают следующие классы шунтов: 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Класс точности означает допустимое отклонение сопротивления шунта от его номинального значения, выраженное в процентах.

Добавочные резисторы предназначены для расширения пределов измерения по напряжению ИП, т. е. они ограничивают ток в цепи ИП и позволяют использовать его для измерения больших значений напряжения.

Добавочные резисторы включают последовательно с ИП (рис. 1.2).

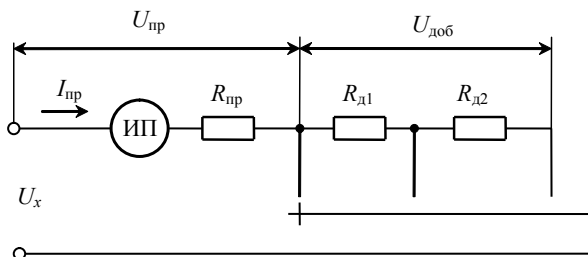


Рис. 1.2. Схема включения добавочного резистора

Расширение пределов измерения прибора за счет добавочного резистора принято оценивать коэффициентом расширения (множителем шкалы) $m = U_x / U_{пр}$.

Сопротивление добавочного резистора R_d можно определить исходя из равенства

$$U_x = U_{пр} + U_{доб} = I_{пр} R_{пр} + I_{пр} R_{доб},$$

откуда

$$R_{доб} = U_x / I_{пр} - R_{пр} = (U_x / U_{пр} - 1) R_{пр} = (m - 1) R_{пр}.$$

Добавочные резисторы выполняют обычно однопредельными для щитовых приборов и многопредельными — для переносных. По точности добавочные резисторы подразделяют на классы: 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Класс точности добавочных резисторов определяется отношением абсолютной погрешности значения сопротивления ΔR к его номинальному значению $R_{ном}$:

$$\delta = \pm \frac{\Delta R}{R_{ном}} \cdot 100 \, \% .$$

Делители напряжения предназначены для уменьшения напряжения в определенное число раз.

Основными показателями делителей напряжения являются коэффициент деления (коэффициент передачи) K_d ; частотный диапазон, в котором сохраняется постоянство K_d ; допустимая мощность рассеивания; погрешность деления.

Схемы наиболее распространенных делителей напряжения представлены на рис. 1.3.

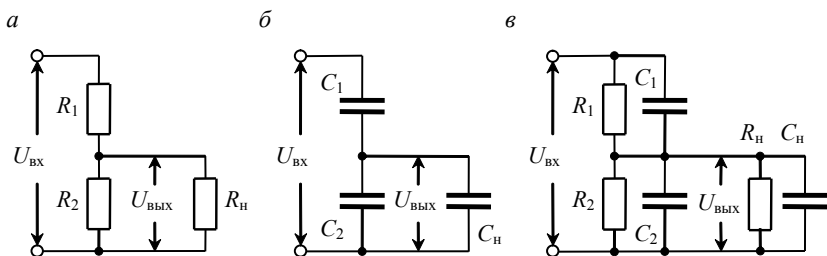


Рис. 1.3. Схемы делителей напряжения:

a — резистивного; *б* — емкостного; *в* — с корректирующими элементами

Коэффициент деления для простейшего резистивного делителя (рис. 1.3, *a*) можно записать в виде

$$K_d = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.2)$$

При относительно невысоком сопротивлении нагрузки коэффициент деления K_d зависит от сопротивления нагрузки R_n , и в формуле (1.2) вместо R_2 нужно использовать

$$R_2^* = R_1 R_2 / (R_2 + R_n).$$

Коэффициент деления для емкостного делителя (рис. 1.3, *б*) определяется нижеприведенным выражением при условии, что C_2 значительно меньше C_n . Если же это условие не выполняется, то расчет ведется с учетом C_n :

$$K_d = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (1.3)$$

Емкостные делители используют в высокочастотных цепях, так как они обладают свойствами неизменности коэффициента деления в диапазоне до сотен мегагерц.

Элементы, входящие в делители (резисторы, конденсаторы), за счет паразитных связей реактивного характера приводят к неравномерности коэффициента передачи в рабочей полосе частот. Уменьшить эти неравномерности позволяют делители, собранные по схеме, представленной на рис. 1.3, в. Такой делитель напряжения является частотно-независимым. Конденсаторы в данном случае выбираются из условия

$$R_1 C_1 = R_2 C_2. \quad (1.4)$$

На низких частотах емкостное сопротивление делителей X_{C1} и X_{C2} много больше сопротивлений R_1 и R_2 , поэтому деление осуществляется в основном делителем, состоящим только из активных резисторов. В области высоких частот емкостное сопротивление делителей X_{C1} и X_{C2} много меньше сопротивлений R_1 и R_2 , и деление осуществляется в основном емкостным делителем. При выполнении условия (1.4) коэффициент деления K_d рассматриваемых делителей широкого диапазона частот ведется по формуле (1.2).

На низких частотах используют также индуктивные делители напряжения. По конструкции они подобны автотрансформатору с ферромагнитным сердечником.

Аттенюаторы (ослабители), как и делители напряжения, предназначены для понижения напряжения в требуемое число раз. С помощью аттенюаторов осуществляется нормирование малых уровней сигналов. Как и делители, они характеризуются диапазоном рабочих частот, входным и выходным сопротивлениями, допустимой мощностью рассеивания, погрешностью деления. При работе в диапазоне сверхвысоких частот аттенюаторы дополнительно характеризуются коэффициентом стоячей волны.

Ослабление, вносимое аттенюатором, принято выражать в децибелах:

$$A = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Входное сопротивление аттенюатора, в отличие от делителя напряжения, в процессе регулировки ослабления не изменяется при постоянном сопротивлении нагрузки.

В зависимости от диапазона частот используют аттенюаторы, выполненные на резисторах, конденсаторах или на основе линий с распределенными постоянными предельного и поглощающего токов.

Резистивные аттенюаторы применяют в диапазоне до нескольких десятков мегагерц. Они выполняются из звеньев, представляющих собой Т- или П-образные четырехполюсники. Число звеньев может меняться с помощью переключателя.

Емкостные аттенюаторы используют на частотах до сотен мегагерц, а выполненные на элементах с распределенными постоянными — в диапазоне сверхвысоких частот.

Измерительные трансформаторы предназначены для преобразования больших напряжений и токов в относительно малые напряжения и токи в целях последующего их использования для измерения типовыми приборами.

Конструктивно измерительный трансформатор представляет собой замкнутый сердечник из магнитомягкого материала, на котором размещены две изолированные обмотки с числом витков W_1 и W_2 . В трансформаторах тока обычно первичный ток I_1 больше вторичного I_2 , поэтому $W_1 < W_2$, а в трансформаторах напряжения первичное напряжение U_1 больше вторичного U_2 , поэтому у них $W_1 > W_2$.

Схема включения измерительных трансформаторов тока и напряжения показана на рис. 1.4.

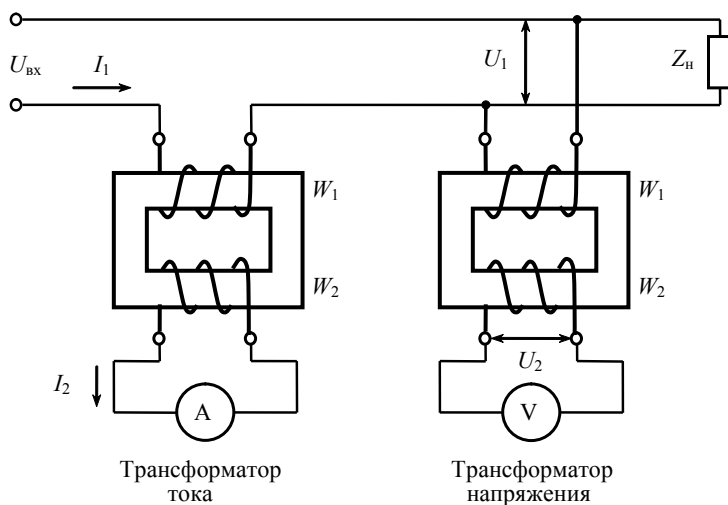


Рис. 1.4. Схема включения измерительных трансформаторов

Значения измеряемых токов I_x и напряжений U_x определяют с учетом номинальных значений коэффициентов трансформации по току K_{In} и напряжению K_{Un} :

$$I_x = K_{I_n} I_2, U_x = K_{U_n} U_2,$$

где I_2 и U_2 — значения измеренного тока и напряжения соответственно.

Номинальные коэффициенты трансформации определяются соответственно выражениями

$$K_{I_n} = I_{1n}/I_{2n}, K_{U_n} = U_{1n}/U_{2n},$$

где I_{1n} и I_{2n} — номинальные значения токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора тока;

U_{1n} и U_{2n} — номинальные значения напряжений в первичной и вторичной обмотках трансформатора напряжения.

В реальных условиях эксплуатации измерительных трансформаторов номинальное значение коэффициента трансформации не равно реальному коэффициенту $K_{I_n} \neq K_I$, $K_{U_n} \neq K_U$, что объясняется различными значениями измеряемых токов и напряжений, характером и значением нагрузки во вторичной цепи, конструкцией трансформатора и другими причинами. Поэтому определение измеряемых величин по номинальным коэффициентам трансформации приводит к погрешностям.

Для трансформатора тока относительная погрешность

$$\delta_I = \frac{I_x - I_1}{I_1} \cdot 100 \% = \frac{K_{I_n} - K_I}{K_I} \cdot 100 \%,$$

а для трансформатора напряжения

$$\delta_U = \frac{U_x - U_1}{U_1} \cdot 100 \% = \frac{K_{U_n} - K_U}{K_U} \cdot 100 \%.$$

Кроме токовой погрешности δ_I и погрешности по напряжению δ_U , у измерительных трансформаторов имеется угловая погрешность, вызванная неточностью передачи фазы из одной обмотки в другую. Угловая погрешность измерительных трансформаторов оказывает влияние на погрешность измерительных приборов, показания которых зависят от фазовых сдвигов токов в этих приборах (фазометры, ваттметры).

С учетом указанных погрешностей введены четыре класса точности измерительных трансформаторов: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5.

Для обеспечения нормальной работы измерительного трансформатора тока общее сопротивление его вторичной цепи не должно превышать номинальной нагрузки, которая нормирована (0,2; 0,6; 0,8; 1,2; 2 Ом). Увеличение сопротивления вторичной обмотки может вызвать перенапряжение и пробой изоляции. Таким образом, нормальная работа измерительного трансформатора тока обеспечивается в режиме короткого замыкания, а режим холостого хода является аварийным.

Измерительные усилители, решая в целом функции масштабирования и нормирования сигналов, обеспечивают поддержание на заданном уровне и с определенной точностью значения измерительных сигналов. Кроме того, измерительные усилители обеспечивают развязку отдельных трактов и линейный режим работы измерительных цепей, обнаружение малых токов и напряжений в измерительных цепях (нулевые усилители), согласование входов СИ с источниками сигналов.

Измерительные усилители должны обладать стабильными метрологическими характеристиками. К усилителям предъявляются следующие требования:

- линейность и стабильность преобразования сигнала, обеспечивающие заданную погрешность;
- обеспечение заданного диапазона усиления;
- обеспечение заданной частотной избирательности;
- малые начальные токи и др.

По виду амплитудно-частотной характеристики используемые усилители разделяют на усилители переменного тока (напряжения) и усилители постоянного тока (напряжения).

Усилители переменного тока должны обеспечивать постоянство коэффициента передачи в широком диапазоне частот. Для этих характеристик допускается «завал» частотной характеристики в области нижних частот, т.е. $f_{\min} \neq 0$. К усилителям переменных токов относятся также селективные (избирательные) усилители.

Для усилителей постоянного тока (УПТ) нижняя граница частотного диапазона $f_n = 0$ (например, усилители постоянного тока, используемые в аналоговых электронных вольтметрах, усиливают сигнал до значения, необходимого для эффективной работы электромеханического измерительного механизма, и согласуют его малое сопротивление с выходным сопротивлением преобразователя).

Электронные усилители конструктивно могут исполняться в качестве узлов измерительных приборов или в качестве отдельных функционально законченных устройств.

В современной измерительной технике в качестве измерительных усилителей используют в основном интегральные операционные усилители (ОУ) различных типов, представляющие собой усилители постоянного тока с большим коэффициентом усиления (рис. 1.5).

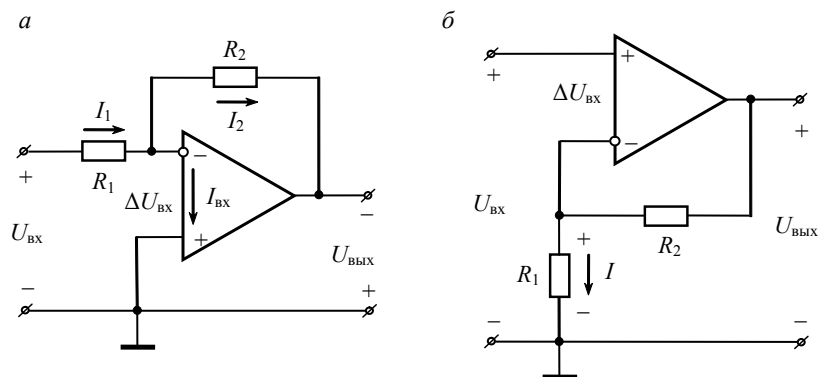


Рис. 1.5. Основные схемы включения ОУ:

a — инвертирующее; *б* — неинвертирующее

Для схемы включения ОУ, приведенной на рис. 1.5, *a*, справедливо следующее соотношение между входным U_{BX} и выходным $U_{ВЫХ}$ напряжениями:

$$U_{ВЫХ} = -(1 + R_2/R_1) U_{BX},$$

а для схемы включения ОУ на рис. 1.5, *б*:

$$U_{ВЫХ} = (1 + R_2/R_1) U_{BX}.$$

ОУ имеют большое входное сопротивление (сотни мегаом) и малое выходное (единицы ом). Большое входное сопротивление обычно обеспечивается использованием во входном дифференциальном каскаде полевых и биполярных транзисторов, работающих в режиме микротоков. Кроме задач масштабного преобразования (усиления), ОУ могут использоваться в качестве компараторов, интеграторов и др. [2].

1.2. Преобразователи мгновенных значений напряжений и токов

Рассматриваемые ниже преобразователи нашли широкое применение в аналоговых измерительных приборах в качестве детекторных устройств.

По характеру преобразования различают преобразователи средневыпрямленных, среднеквадратических и пиковых значений, а по типу используемых преобразовательных элементов наибольшее применение находят полупроводниковые и термоэлектрические. С точки зрения влияния на схему постоянной составляющей сигнала различают преобразователи с открытым и закрытым входами.

Преобразователи средневыпрямленных значений (линейные) выполняют функцию преобразования переменного напряжения в постоянное, пропорциональное средневыпрямленному значению. Они осуществляют трансформацию мгновенных значений $u(t)$ в модуль $|u(t)|$.

Преобразователи средневыпрямленных значений работают по схеме двухполупериодного или однополупериодного выпрямления.

В качестве выпрямительных элементов используют полупроводниковые диоды. Выпрямляющее действие таких диодов определяется коэффициентом выпрямления

$$K_v = I_{\text{пр}}/I_{\text{обр}} = R_{\text{обр}}/R_{\text{пр}},$$

где $I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{обр}}$ — соответственно прямой и обратный ток диода;
 $R_{\text{пр}}$ и $R_{\text{обр}}$ — соответственно прямое и обратное сопротивление диода.

Значение коэффициента выпрямления для современных полупроводниковых диодов составляет порядка $10^3 \dots 10^6$.

Проанализируем работу преобразователя, собранного по двухполупериодной схеме (рис. 1.6).

При положительной полувольте измеряемого напряжения $U(t)$ прямой ток $I_{\text{пр}}$ проходит через диод D_4 , резистор R и диод D_2 . Если считать диоды одинаковыми и пренебречь обратным током, то можно записать

$$I_{\text{пр}} = U(t)/(2R_{\text{пр}} + R).$$

При отрицательной полувольте измеряемого напряжения $U(t)$ прямой ток $I_{\text{пр}}$ проходит через диод D_1 , резистор R и диод D_3 .

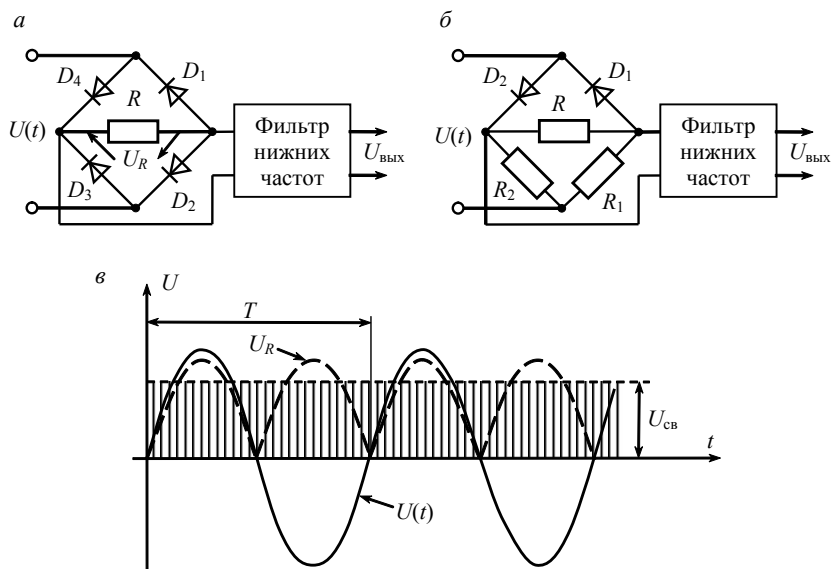


Рис. 1.6. Двухполупериодные преобразователи средневпрямленных значений:

$a, б$ — схемы; $в$ — временная диаграмма

Соответственно напряжение на резисторе R определяется выражением

$$U_R = I_{\text{np}} R = \frac{|U(t)| R}{2R_{\text{np}} + R}.$$

Фильтр нижних частот (ФНЧ) выполняет операцию усреднения напряжения U_R :

$$U_{\text{вых}} = \frac{R}{2R_{\text{np}} + R} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt = \frac{R}{2R_{\text{np}} + R} U_{\text{св}},$$

где $U_{\text{св}} = \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt$ — средневпрямленное значение $U(t)$.

В аналоговых СИ, где в качестве индикатора используются электромеханические измерительные механизмы, функции ФНЧ выполняет непосредственно сам измерительный механизм.

В общем случае вольтамперные характеристики диодов не строго линейны, а значит, нелинейно $R_{\text{пр}}$, и $U_{\text{вых}}$ будет нелинейно связано с измеряемым напряжением, следовательно, преобразователь будет выполнять операции нахождения модуля $U(t)$ с погрешностями. Для линеаризации рассматриваемого преобразователя сопротивление R выбирают значительно больше, чем $R_{\text{пр}}$, тогда прямой ток можно считать линейно зависящим от $U(t)$. Но с увеличением значения R снижается чувствительность преобразователя, т. е. чем больше R , тем меньше $U_{\text{вых}}$ при том же $U(t)$.

На практике часто используют также преобразователи, собранные по схеме с двумя диодами (рис. 1.6, б). В данном случае при положительном полупериоде ток проходит через D_2 и R_2 , а при отрицательном полупериоде — через D_1 и R_1 , т. е. в данной схеме роль нагрузочного сопротивления выполняют резисторы R_1 и R_2 .

Кроме рассмотренных преобразователей, собранных по схеме двухполупериодного выпрямления, используют также преобразователи однополупериодного выпрямления. В таких преобразователях ток через измерительный прибор протекает только в течение одного полупериода измеряемого напряжения $U(t)$. Чувствительность преобразователей с однополупериодным выпрямлением в два раза меньше, чем чувствительность преобразователей с двухполупериодным выпрямлением.

Преобразователи среднеквадратических значений (квадратичные) выполняют операцию квадратирования измеряемого напряжения (операцию возведения в квадрат). Такую операцию могут выполнять детекторы, обладающие квадратичной вольт-амперной характеристикой (ВАХ). В современных преобразователях операция квадратирования обычно осуществляется с помощью диодных аппроксиматоров и термоэлектрических преобразователей.

Диодные аппроксиматоры обычно выполняют на диодных цепочках, обеспечивающих с достаточной степенью приближения формирование параболы [2]. Суть работы таких преобразователей состоит в том, что ветвь параболы $i = bU_{\text{вх}}^2$ аппроксимируется ломаной линией (рис. 1.7, а). Для получения такой аппроксимации необходимо иметь набор элементов, обладающих следующими свойствами:

- характеристики элементов должны быть линейны;
- наклоном этих характеристик можно управлять;
- характеристики должны начинаться с определенного значения E .

Всем этим требованиям удовлетворяют элементы в виде диода и двух резисторов (рис. 1.7, б).

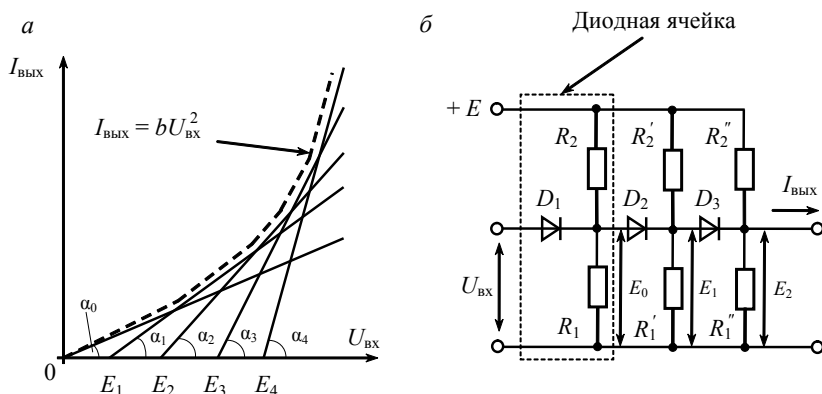


Рис. 1.7. Диодный аппроксиматор среднеквадратических значений:
 а — ВАХ; б — электрическая схема

Линейность характеристики в таких ячейках обеспечивается подбором сопротивлений резистора R_1 и прямого сопротивления диода так, что $R_1 \gg R_{пр}$, наклон характеристики (угол α_i) зависит от величины R_1 , начало характеристики определяется смещением E_i , поданным на диод с делителя R_1, R_2 :

$$E_i = E R_1 / (R_1 + R_2).$$

Чем больше рассмотренных ячеек включено в общую схему аппроксиматора, тем выше качество приближения ломаной линии к парболе.

К недостаткам диодных аппроксиматоров можно отнести температурную зависимость ВАХ, а также влияние на точность аппроксимации емкости диодов на высоких частотах.

При работе на высоких частотах выпрямляющие свойства полупроводниковых диодов резко ухудшаются из-за наличия емкости $p-n$ перехода, поэтому в области высоких частот в качестве преобразователей среднеквадратических значений применяются термоэлектрические преобразователи.

Действие термоэлектрических преобразователей основано на свойствах термопреобразующих элементов. Практическое применение находят преобразователи на термопарах и терморезисторах.

Преобразователь на термопарах (рис. 1.8) представляет собой нагреватель, по которому протекает измеряемый ток $I(t)$, и связанную с ним термопару.

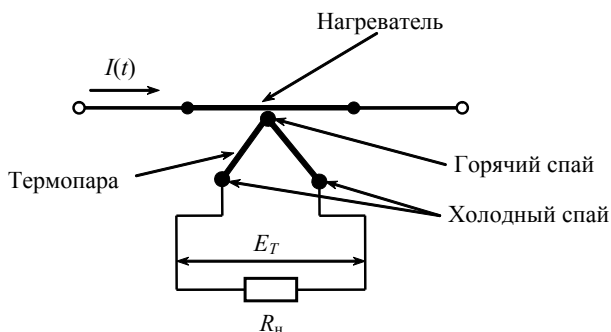


Рис. 1.8. Термоэлектрический преобразователь на термопаре

Принцип действия преобразователя основан на возникновении термоЭДС в месте соединения двух разнородных проводников при их нагреве. Возникающая на свободных концах термопары термоЭДС E_T пропорциональна разности температур:

$$E_T = \alpha(T_r - T_x), \quad (1.5)$$

где α — коэффициент пропорциональности, зависящий от материала и конструкции термопары;

T_r, T_x — температура горячего и холодного спая соответственно.

В установившемся состоянии температура горячего спая T_r постоянна и определяется рассеиваемой на нагревателе мощностью. Следовательно, справедливо равенство

$$I^2(R_n + R_{\text{тп}}) = k(T_r - T_x), \quad (1.6)$$

где $R_{\text{тп}}$ — собственное сопротивление термопары;

k — коэффициент теплоотдачи.

Из выражений (1.5) и (1.6), исключив $(T_r - T_x)$, получаем

$$E_T = \alpha_T I^2,$$

где $\alpha_T = \alpha R_n / k$ — коэффициент пропорциональности.

Рассматриваемые термопреобразователи могут использоваться в широком диапазоне частот. Преобразованная при этом величина

на не зависит от формы кривой исследуемого сигнала. Однако термопреобразователи обладают повышенной чувствительностью к перегрузкам, тепловой инерционностью, значительным собственным потреблением мощности и зависимостью термоЭДС от температуры окружающей среды.

Преобразователи на терморезисторах в основном применяют в приборах для измерения мощности в области высоких частот, преобразовательными элементами в этом случае служат термисторы. Преобразователи на терморезисторах выполняют, как правило, по мостовой схеме. Их принцип действия основывается на разбалансе моста при измерении собственного сопротивления терморезистора.

Преобразователи пиковых значений должны обеспечивать напряжение на своем выходе в соответствии с пиковым значением преобразуемого сигнала. Для такого преобразования необходимы элементы памяти, запоминающие пиковое значение напряжения. Таким элементом обычно служит конденсатор, заряжаемый через диод до пикового значения. В зависимости от места включения конденсатора различают пиковые детекторы с открытым и закрытым входами.

Если на пиковый детектор с открытым входом (рис. 1.9, *а*) подается синусоидальное напряжение $U(t) = U_m \sin \omega t$, то конденсатор C заряжается по цепи: источник напряжения $U(t)$ с внутренним сопротивлением R_i — открытый диод с сопротивлением $R_{пр}$ — конденсатор C — источник напряжения $U(t)$. Постоянная времени заряда конденсатора $\tau_3 = (R_i + R_{пр})C$. Если постоянная времени τ_3 мала и меньше периода исследуемого сигнала ($\tau_3 < T$), то в момент t_1 диод будет закрыт напряжением быстро зарядившегося конденсатора. Затем конденсатор начнет разряжаться по цепи: верхняя обкладка конденсатора C — резистор R_n — нижняя обкладка конденсатора C . Постоянная времени разряда $\tau_p = R_n C$. Параметры схемы подбираются так, чтобы $\tau_p \gg \tau_3$, т.е. чтобы за время отрицательной полуволны напряжения $U(t)$ разряд конденсатора был незначительным. Очередной заряд конденсатора при следующей положительной полуволне начнется в момент t_2 , когда измеряемое напряжение $U(t)$ станет больше напряжения U_C на конденсаторе C . Через несколько периодов быстрого заряда и медленного разряда конденсатора на нем установится постоянное среднее напряжение U_{cp} , почти равное амплитуде U_m . В установившемся режиме $U_{cp} \approx U_m$, т.е. среднее значение напряжения на конденсаторе C поддерживается близким к амплитудному значению U_m измеряемого напряжения. Однако U_{cp} всегда отличается от U_m на некоторую величину, поэтому на интервале времени $[t_2, t_3]$ (рис. 1.9, *б*) через диод проходит небольшой импульс тока, пополняющий заряд конденсатора C .

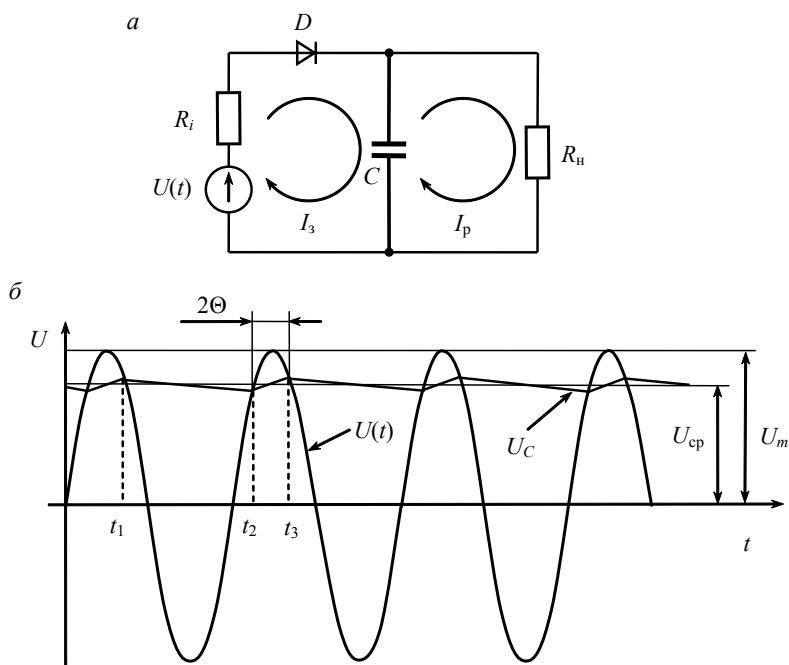


Рис. 1.9. Преобразователь пиковых значений с открытым входом:

a — схема; *б* — временные диаграммы в установившемся режиме

Часть периода синусоидального сигнала на интервале $[t_2, t_3]$, т. е. когда ток проходит через диод, оценивается углом отсечки Θ . Напряжение U_{cp} тем ближе к U_m , чем меньше угол отсечки Θ :

$$U_{cp} = U_m \cos \Theta. \quad (1.7)$$

В теории идеального детектора устанавливается зависимость между углом отсечки Θ и параметрами схемы [3]:

$$\Theta = \sqrt[3]{3\pi \frac{R_i + R_{np}}{R_n}}. \quad (1.8)$$

Из соотношений (1.7) и (1.8) следует, что равенство $U_{cp} = U_m$, выполняющееся при $\Theta = 0$, практически не может быть реализовано, так как $R_i \neq 0$ и $R_n \neq \infty$.

Если измеряемое напряжение $U(t) = U_0 + U_m \sin \omega t$, т. е. имеется постоянная составляющая U_0 , то она также через диод поступит в цепь заряда конденсатора C , который зарядится до напряжения $U_c \approx U_0 + U_m$.

В пиковых детекторах с закрытым входом (рис. 1.10, а) диод подключен параллельно резистору нагрузки R_n .

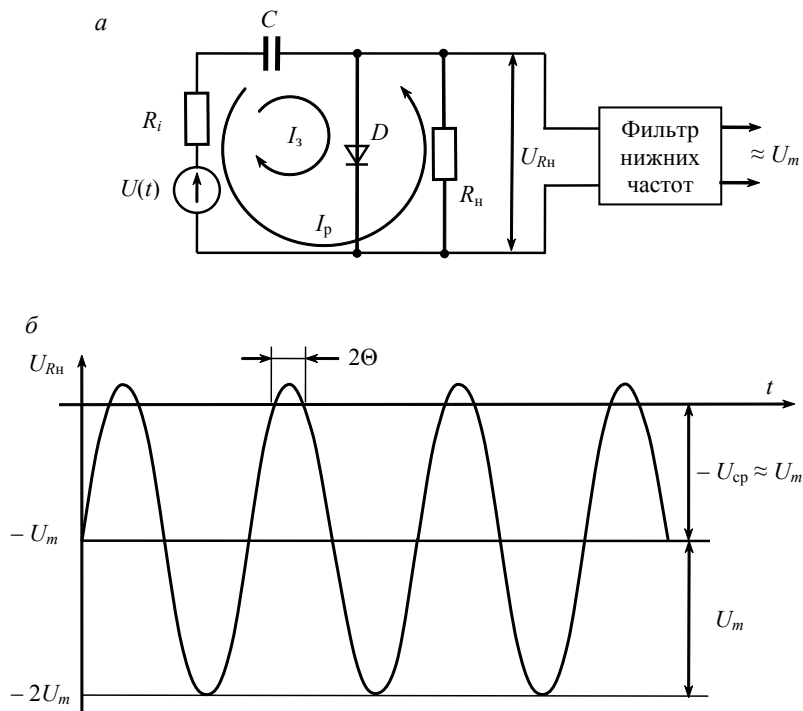


Рис. 1.10. Преобразователь пиковых значений с закрытым входом:

а — схема; б — временные диаграммы в установившемся режиме

При подаче на вход напряжения $U(t) = U_m \sin \omega t$ физический процесс выпрямления здесь такой же, как в схемах с открытым входом, имеется лишь некоторое различие в цепях заряда и разряда конденсатора. Если пренебречь шунтирующим действием ФНЧ, т. е. считать, что входное сопротивление ФНЧ много больше сопротивления резистора R_n , то постоянная времени заряда конденсатора C составит $\tau_3 = (R_i + R_{np})C$, а постоянная времени разряда $\tau_p = (R_i + R_n)C$. При соблюдении условий $\tau_p \gg \tau_3$, как и в схеме с открытым входом, в установившемся режиме среднее значение напряжения на конденсаторе

$U_{\text{ср}}$ приблизительно равно максимальному значению входного напряжения U_m .

Основное отличие данной схемы от схемы с открытым входом состоит в том, что выходное напряжение $U_{\text{рн}}$ детектора определяется как результат взаимодействия входного напряжения и напряжения на конденсаторе:

$$U_{\text{рн}} = U_m \sin \omega t - U_{\text{ср}}.$$

Это напряжение изменяется почти от 0 до $-2U_m$ (см. рис. 1.10, б), т. е. является пульсирующим. Для устранения этого негативного явления используют ФНЧ, пропускающий только постоянную составляющую пульсирующего напряжения, следовательно, на выходе ФНЧ будет присутствовать напряжение $U_{\text{ср}} \approx U_m$.

Таким образом, при измерении напряжений, не содержащих постоянных составляющих, пиковые детекторы с открытым и закрытым входами дают одинаковые результаты. Если на пиковый детектор с закрытым входом подать напряжение с постоянной составляющей U_0 , то он не будет реагировать на наличие постоянной составляющей и выходное напряжение будет пропорционально только амплитуде переменной составляющей.

1.3. Генераторы электрических сигналов

Генераторы электрических сигналов, используемые при реализации СИ различного назначения, можно разделить на две группы:

- задающие генераторы, предназначенные для выработки высокостабильных электрических синусоидальных сигналов или сигналов сложной формы;
- релаксационные генераторы сигналов в основном импульсной и пилообразной формы, предназначенные для выполнения различных преобразовательных функций.

Задающие генераторы, используемые в измерительной технике, по схемной реализации подразделяются на RC - и LC -генераторы и генераторы на биениях.

RC -генераторы нашли наибольшее распространение в диапазоне до 300 кГц. Это объясняется возможностью получения напряжения синусоидальной формы с низким коэффициентом гармоник в указан-

ном диапазоне частот при сравнительно простых схемно-конструктивных решениях.

Принципы построения и функционирования RC -генераторов детально анализируются в специальных курсах. В данном учебном пособии рассмотрены лишь общие положения и особенности.

RC -генераторы обычно выполняют по схеме резистивно-емкостного усилителя, охваченного положительной частотно-зависимой и отрицательной частотно-независимой обратными связями.

Положительная обратная связь обеспечивает генерацию колебаний определенной частоты, а отрицательная — стабилизирует работу генератора во всем диапазоне генерируемых частот. Цепи положительной и отрицательной обратных связей обычно сбалансированы таким образом, что в замкнутом кольце устанавливается стационарный режим автоколебаний, минимальное значение которых не выходит за границу линейного участка вольтамперной характеристики усилителя.

Благодаря этому генерируемые колебания синусоидальной формы оказываются постоянными по амплитуде при перестройке частоты и имеют низкий уровень нелинейных искажений (до 1 %).

В качестве активных элементов в RC -генераторах используют операционные усилители.

Генераторы типа LC наибольшее применение находят на высоких частотах. Частота генерируемых колебаний определяется выражением

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}, \quad (1.9)$$

где C — емкость, [Ф];

L — индуктивность, [Гн];

Q — добротность контура.

При высокой добротности колебательного контура выражение (1.9) вырождается в

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Следует отметить, что на низких частотах колебательная система таких генераторов оказывается громоздкой.

Высокая стабильность частоты генерируемых колебаний в LC -генераторах обеспечивается обычно за счет использования кварцевых резонаторов, параметрическими мерами (термокомпенсация, развязка питания и др.), термостатированием (помещением элементов схемы в объем с постоянным температурным режимом). При использовании всех указанных мер относительная нестабильность LC -генератора может быть снижена до 10^{-11} .

Коэффициент гармоник, характеризующий форму генерируемого синусоидального сигнала, обычно составляет в LC -генераторах 1...2%.

Схемно LC -генераторы обычно реализуют по трехточечной схеме, одно из сопротивлений которой образуется кварцевым резонатором.

Частота собственных колебаний кварца в измерительной технике выбирается обычно кратной десяти (100 кГц, 1 МГц, 5 МГц и т.д.).

В диапазоне частот 300...3000 МГц и выше колебательная система в LC -генераторах выполняется с использованием отрезков коаксиальных или волноводных линий.

Генераторы на биениях, как и RC -генераторы, нашли применение в низкочастотном диапазоне частот. Это объясняется в основном двумя достоинствами таких генераторов:

- высокой стабильностью колебаний по уровню, т.е. малой зависимостью выходного уровня сигнала от частоты;
- непрерывным перекрытием всего диапазона частот генерируемых колебаний без коммутации.

Основой структурного построения генераторов на биениях являются два высокочастотных маломощных генератора (рис. 1.11). Один генератор работает на фиксированной опорной частоте f_0 , а частоту $f_{пл}$ второго задающего генератора можно плавно изменять в заданном диапазоне частот. Сигналы задающих генераторов усиливаются отдельными усилителями, что исключает влияние генераторов друг на друга. При подаче двух колебаний с разными частотами на входы смесителя на его выходе фильтром нижних частот выделяется сигнал разностной частоты $F = f_0 - f_{пл}$.

Например, в измерительном генераторе ГЗ-104 опорная частота $f_0 = 400$ кГц, частота $f_{пл}$ второго задающего генератора изменяется в пределах 400...360 кГц. Генерируемый диапазон частот генератора составляет 0,02...40 кГц, причем перекрывается одним поворотом ротора конденсатора переменной емкости.

Генераторы линейно изменяющегося (пилообразного) напряжения (ГЛИН) широко используются в различных СИ. С помощью ГЛИН осуществляется представление сигналов в реальном времени, спектральное разложение сигналов и другие функциональные преобразования.

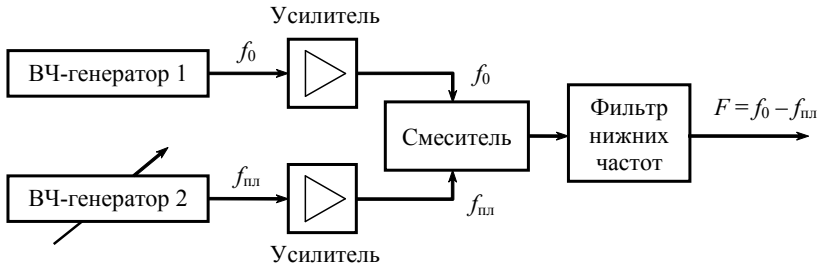


Рис. 1.11. Структурная схема генератора на биениях

Для создания линейной зависимости напряжения от времени чаще всего используют заряд (или разряд) конденсатора постоянным током. Работу ГЛИН можно пояснить с помощью эквивалентной схемы, приведенной на рис. 1.12.

Напряжение U_C на обкладках конденсатора формируется путем его автоматического переключения с заряда на разряд и наоборот с помощью коммутирующего устройства. В соответствии с этой схемой, в зависимости от соотношения между постоянной времени заряда конденсатора $\tau_z = R_z C$ и постоянной времени его разряда $\tau_p = R_p C$, линейное напряжение может быть получено как в процессе заряда, так и разряда. Кроме того, в зависимости от схемных решений ГЛИН линейное напряжение может быть нарастающим или падающим, положительным или отрицательным.

Пилообразное напряжение характеризуется следующими параметрами (рис. 1.13):

- длительностью прямого хода $T_{пр}$;
- длительностью обратного хода $T_{обр}$;
- размахом колебания U_m ;
- периодом повторения T_n ;
- коэффициентом нелинейности рабочего участка.

Коэффициент нелинейности рабочего участка определяется относительным изменением крутизны на участке прямого хода:

$$\gamma = \frac{\text{tg}\alpha_1 - \text{tg}\alpha_2}{\text{tg}\alpha_1}.$$

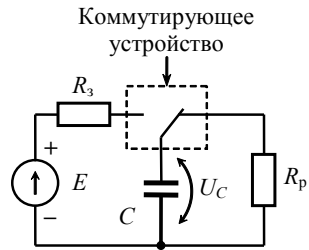


Рис. 1.12. Эквивалентная схема ГЛИН

Важнейшим требованием к ГЛИН является линейность пилообразного напряжения. Для линейризации указанного напряжения распространение получили следующие способы:

- использование начального участка экспоненциальной кривой заряда конденсатора;
- заряд конденсатора через токостабилизирующее устройство;
- компенсация напряжения заряда конденсатора;
- применение интегрирующих звеньев.

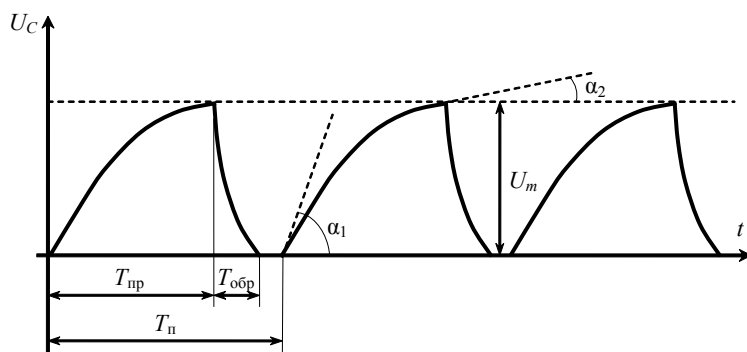


Рис. 1.13. Временная диаграмма пилообразного напряжения

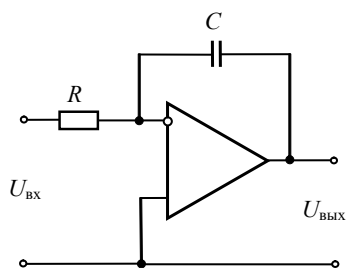


Рис. 1.14. Интегратор на ОУ

В современных радиоэлектронных изделиях широко используют интегрирующие звенья на основе операционных усилителей (рис. 1.14). Из уравнения интегрирующего звена [2]

$$\frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = -\frac{1}{RC}U_{\text{вх}}$$

для рассматриваемой схемы следует, что при большом значении коэффициента усиления K и при $U_{\text{вх}} = E$ напряжение на выходе является линейной функцией времени:

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{KE}{RC(K+1)} \approx \frac{E}{RC}t.$$

На основе интегрирующих операционных усилителей разработаны генераторы развертки электронных осциллографов с высокой линейностью.

1.4. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) является одним из основных функциональных элементов цифровых измерительных приборов. АЦП представляет собой устройство, обеспечивающее совокупность процессов квантования, дискретизации и кодирования аналогового сигнала. Исходя из указанной совокупности процессов, происходящих в АЦП, его обобщенную структурную схему можно представить в виде трех взаимосвязанных элементов (рис. 1.15).

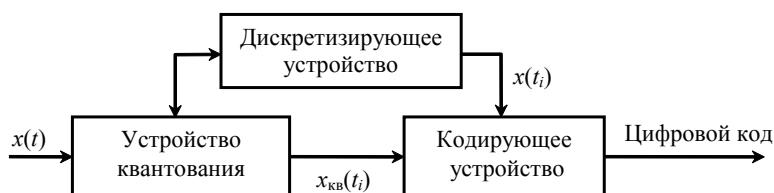


Рис. 1.15. Обобщенная структурная схема АЦП

В дискретизирующем устройстве реализуется процесс преобразования непрерывного во времени сигнала $x(t)$ в дискретный сигнал $x(t_i)$. При этом значения дискретного сигнала равны мгновенным значениям исходного непрерывного сигнала в фиксированные моменты времени. Промежутки времени между двумя соседними дискретными моментами времени называют шагом дискретизации Δt (рис. 1.16).

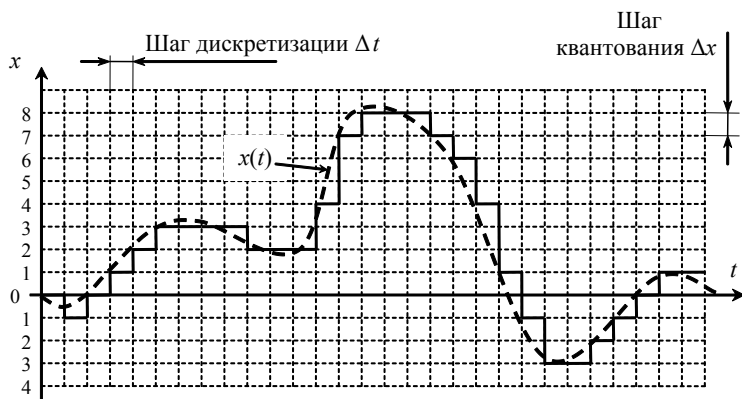


Рис. 1.16. Квантование и дискретизация аналогового сигнала

В цифровых измерительных приборах значение сигнала измеряется только в фиксированные моменты времени $x(t_i)$. Частота дискретизации выбирается из противоречивых условий. Действительно, чем больше частота дискретизации $f_d = 1/\Delta t$, тем меньше потери измерительной информации, но это приводит к ужесточению требований по быстродействию АЦП и, следовательно, к его усложнению.

Задача правильного выбора частоты дискретизации — это фактически задача выбора интервала интерполяции Δt . При этом под правильно выбранной частотой дискретизации следует понимать такую частоту, при которой погрешность интерполяции оказывается не более заданной. При решении этой задачи принято рассматривать различные интерполяционные полиномы.

В устройстве квантования происходит процесс замены мгновенных значений непрерывной по размеру величины $x(t)$ ближайшими квантованными значениями $x_{\text{кв}}(t_i)$. Разность Δx между двумя соседними уровнями называется шагом квантования.

При квантовании, как и при дискретизации, теряется часть информации о непрерывной измеряемой величине $x(t)$, следовательно, квантующее устройство, как и дискретизирующее, является источником методической погрешности.

Оценку величины погрешности квантования проведем на основе сравнения идеальной функции преобразования измеряемой величины x с реальной ступенчатой функцией преобразования АЦП (рис. 1.17, а): $y = n \Delta x$, где Δx — шаг равномерного квантования; n — номер уровня квантования, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

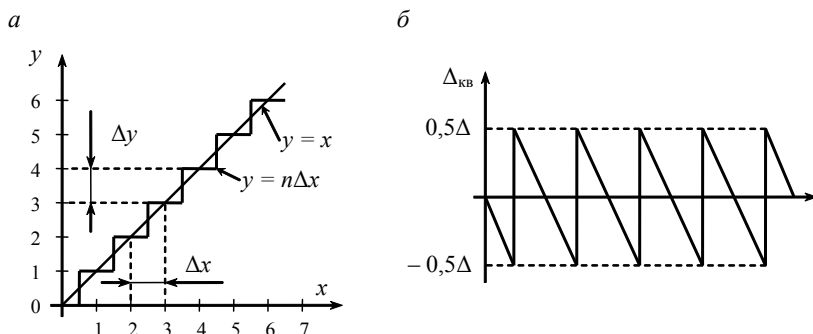


Рис. 1.17. Погрешность квантования:

а — идеальная и реальная функции преобразования АЦП;

б — кривая погрешности квантования

Из сравнения реальной и идеальной функций преобразования следует, что погрешность квантования $|\Delta x| \leq 0,5\Delta x$.

Из рис. 1.17, б видно, что погрешность квантования имеет характер ломаной линии. При таком характере погрешности квантования среднеквадратическое значение погрешности квантования, характеризующее среднюю мощность за длительность одного зубца, определяется равенством

$$P_{\text{ш кв}} = \Delta x^2/12.$$

В кодирующем устройстве происходит представление дискретного значения сигнала в удобном для последующей обработки виде, например в двоичной системе счисления.

Таким образом, процесс преобразования аналогового сигнала $x(t)$ в цифровой сигнал неизбежно приводит к возникновению погрешностей, вызванных процедурами дискретизации и квантования.

Погрешность АЦП определяется суммой методической и инструментальной составляющих. Методическая погрешность определяется принципом работы преобразователя и зависит от погрешности дискретизации и квантования, а инструментальная погрешность определяется нестабильностью работы узлов и элементов АЦП.

Кроме погрешности, АЦП характеризуются ценой деления, разрешающей способностью, чувствительностью, быстродействием.

В измерительной технике используют АЦП прямого и уравнивающего преобразования. Прямое аналого-цифровое преобразование реализуется одним из следующих способов: времяимпульсное кодирование; амплитудное кодирование; пространственное кодирование; числоимпульсное кодирование; частотно-импульсное кодирование.

В измерительных приборах, используемых для измерения радиотехнических величин, наибольшее распространение получили времяимпульсное и частотно-импульсное кодирования.

Рассмотрим работу времяимпульсного АЦП (рис. 1.18), используемого при измерении напряжения.

АЦП времяимпульсного действия работает на основе последовательного преобразования измеряемого напряжения U_x в пропорциональный ему временной интервал Δt . В течение этого интервала времени на электронный счетчик поступают импульсы с известной частотой повторения, число которых пропорционально величине измеряемого постоянного напряжения.

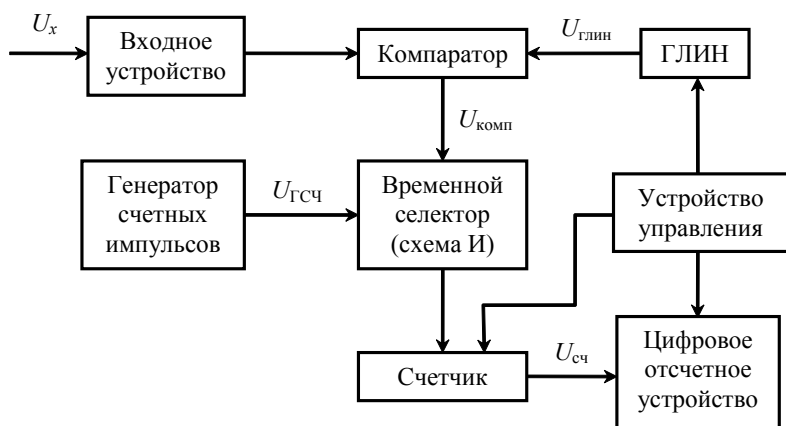


Рис. 1.18. Структурная схема времяимпульсного АЦП

Последовательность работы рассматриваемого АЦП поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 1.19.

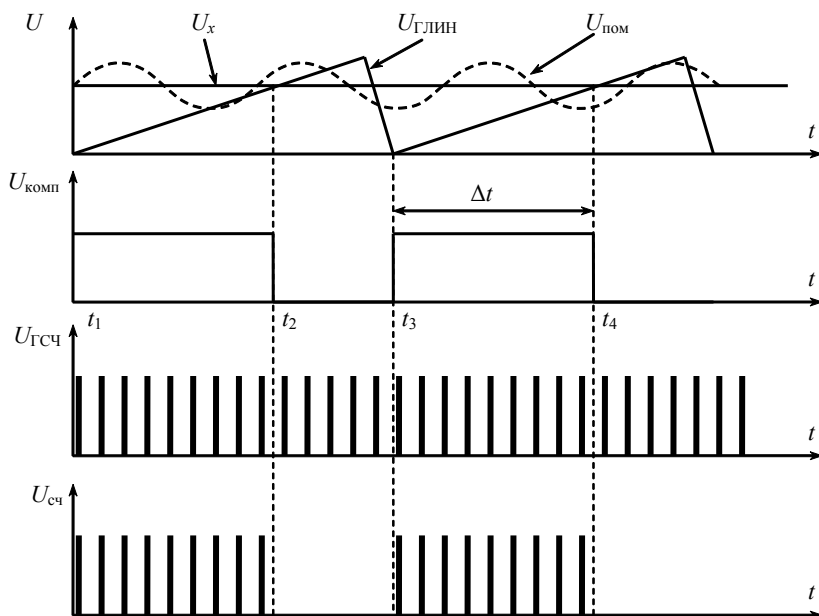


Рис. 1.19. Временные диаграммы работы времяимпульсного АЦП

Алгоритм работы АЦП при этом

$$U_x = N \cdot 10^k,$$

где U_x — входное напряжение;

N — число импульсов, подсчитанных счетчиком;

k — постоянная, $k = 0, 1, 2, \dots$

Число 10^k обычно учитывают положением запятой на цифровом отсчетном устройстве или указанием единицы измерения (В, мВ, мкВ).

Общая погрешность рассматриваемых АЦП составляет обычно 0,1 %. Заметим, что в рассматриваемой схеме погрешность преобразования измеряемого напряжения U_x во временной интервал существенно зависит от функциональной помехи $U_{\text{пом}}$, накладываемой на входной сигнал в момент t_2 (рис. 1.19), т.е. происходит преобразование мгновенного значения входного напряжения, что является причиной низкой помехозащищенности преобразователя. Более помехоустойчивой является схема АЦП с двойным интегрированием.

Структурная схема АЦП с двойным интегрированием приведена на рис. 1.20, временные диаграммы работы АЦП показаны на рис. 1.21.

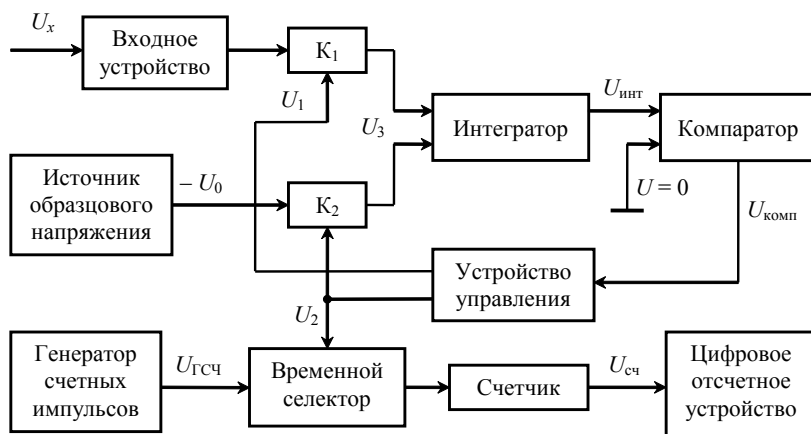


Рис. 1.20. Структурная схема АЦП с двойным интегрированием

По сигналу запуска фронтом калиброванного импульса U_1 , поступающего от устройства управления в момент t_0 , замыкается первый ключ K_1 . В результате на вход интегратора подается напряжение U_x . На выходе интегратора начинает линейно расти напряжение $U_{\text{инт}}$. Интегратор заряжается входным напряжением в течение фиксированно-

го времени T_1 . По окончании этого времени, т.е. в момент t_1 , напряжение на входе интегратора составит

$$U_{\text{инт}} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_x dt = U_x \frac{T_1}{RC},$$

где $RC = \tau_{\text{и}}$ — постоянная времени интегрирования.

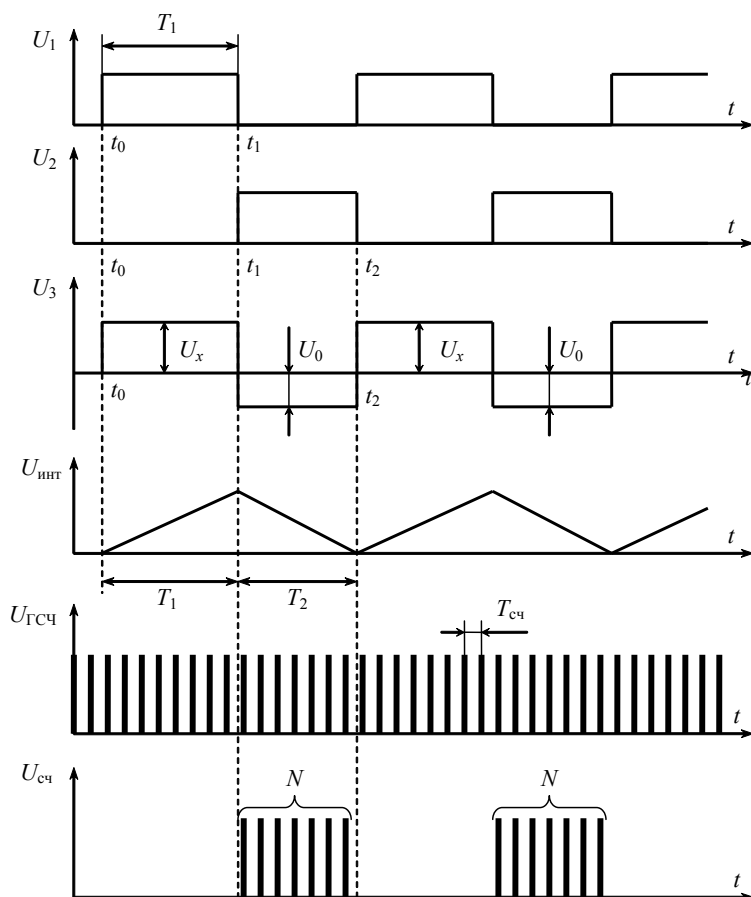


Рис. 1.21. Временные диаграммы АЦП с двойным интегрированием

По окончании действия импульсного напряжения U_1 , т.е. в момент t_1 , через ключ K_2 , по сигналу запуска фронтом калиброванно-

го импульса U_2 , поступающего от устройства управления, на вход интегратора начинает подаваться образцовое напряжение U_0 , обратное по знаку напряжению U_x , а напряжение на выходе интегратора начинает падать.

При этом счетчик начинает работать в режиме суммирования, считая импульсы, поступающие с генератора счетных импульсов. Счет импульсов происходит до момента t_2 , когда напряжение на выходе интегратора станет равным нулю, о чем будет свидетельствовать сигнал на устройство управления с компаратора. В этот момент по окончании действия U_2 закрывается временной селектор, т. е. за временной интервал T_2 счетчик сосчитает определенное количество импульсов N . Длительность интервала T_2 зависит от измеряемого напряжения U_x , заполнившего интегратор к моменту t_1 . К моменту t_2 напряжение на выходе интегратора уменьшится на величину

$$U_{\text{инт}} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_2} U_0 dt = U_0 \frac{T_2}{RC},$$

таким образом, в конце интервала $T_1 + T_2$

$$U_x \frac{T_1}{RC} - U_0 \frac{T_2}{RC} = 0. \quad (1.10)$$

С учетом того, что $T_2 = N T_{\text{сч}}$, где $T_{\text{сч}}$ — период следования счетных импульсов, из (1.10) получаем

$$U_x = U_0 \frac{T_2}{T_1} = N U_0 \frac{T_{\text{сч}}}{T_1}.$$

Если выбрать $U_0 T_{\text{сч}}/T_1 = 10^k$, где $k = 0, 1, 2, \dots$, то можно записать $U_x = N 10^k$, т. е. измеряемое входное напряжение пропорционально количеству импульсов на выходе временного селектора.

Погрешность рассматриваемого АЦП определяется следующими причинами:

- нестабильностью опорного напряжения U_0 ;
- порогом чувствительности компаратора;
- параметрами интегрирующих цепей.

Достоинством схемы является повышенная устойчивость к помехам переменного тока с периодом, кратным T_1 . Это объясняется тем,

что рассматриваемый АЦП преобразует не мгновенное, а среднее значение входного напряжения.

Погрешность преобразования АЦП с двойным интегрированием, как правило, не превышает 0,01 %.

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) позволяют преобразовывать дискретные цифровые сигналы в аналоговую (непрерывную) форму. При этом каждому значению цифрового сигнала в двоичной форме должно соответствовать его аналоговое значение в единицах напряжения (вольтах, милливольтх и т. д.), как это представлено на рис. 1.22.

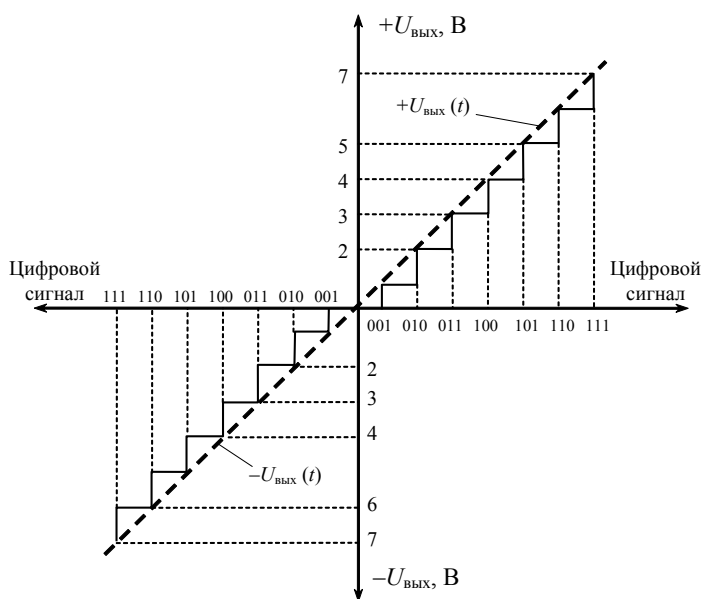


Рис. 1.22. Преобразование цифрового сигнала в аналоговую форму

В качестве простейшего цифроаналогового преобразователя может быть применен дешифратор двоичного кода в десятичный. Если просуммировать напряжения на выходе дешифратора (с соответствующими весовыми коэффициентами), то на выходе сумматора будет действовать постоянное напряжение, значение которого будет соответствовать значению аналогового сигнала.

Этот принцип цифроаналогового преобразования реализуется в ЦАП с так называемыми «взвешенными резисторами», сопротивление которых, в зависимости от места подключения в схему, имеет

свой коэффициент, соответствующий значению разряда преобразуемого цифрового сигнала.

Схема подобного ЦАП приведена на рис. 1.23, *а*. Входной цифровой сигнал (ЦС) в виде многоразрядного двоичного кода $\text{ЦС} = a_{n-1}2^{n-1} + \dots + a_02^0 = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i$ (где a_i — коэффициенты, принимающие значения 0 или 1) управляет электронными ключами $K_{n-1} \dots K_0$, которые подключают взвешенные резисторы с сопротивлениями $2^0 R \dots 2^{n-1} R$ к источнику опорного напряжения $E_{\text{оп}}$ или к общему проводу.

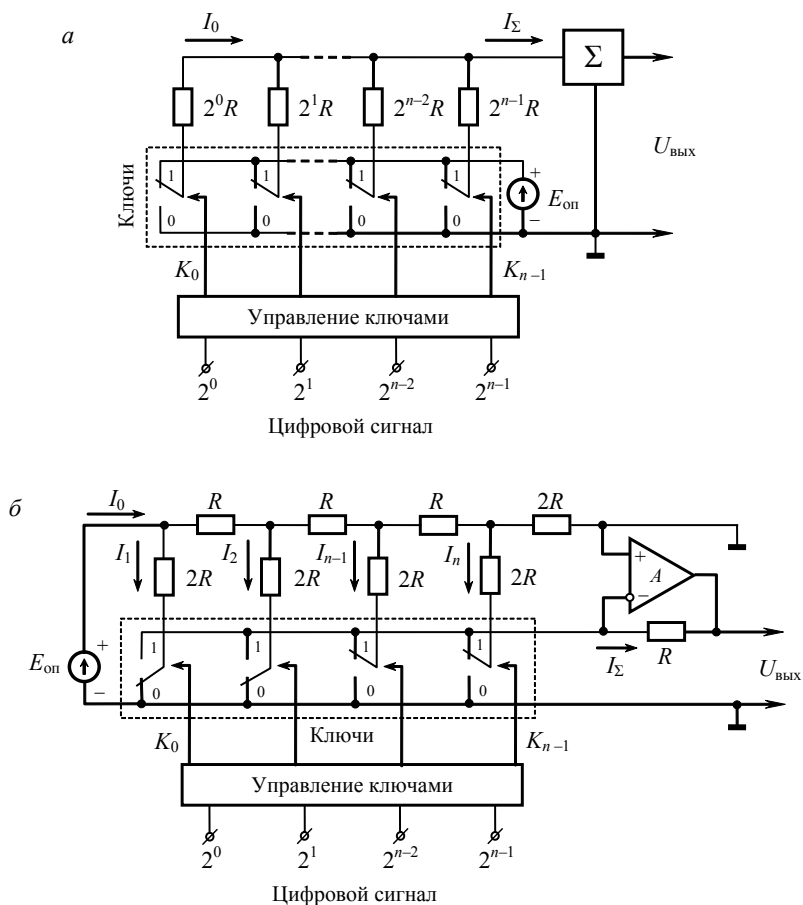


Рис. 1.23. Цифроаналоговые преобразователи:

а — ЦАП на основе резисторов $2^n R$; *б* — ЦАП на основе резисторной матрицы R - $2R$

Таким образом, полный ток на входе сумматора определяется суммой токов в цепи отдельных резисторов, т. е. кодом цифрового сигнала ЦС:

$$I_{\Sigma} = \frac{U_{\text{оп}} a_0}{2^0 R} + \dots + \frac{U_{\text{оп}} a_{n-1}}{2^{n-1} R} = \frac{U_{\text{оп}}}{2^{n-1} R} \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i.$$

Недостаток рассмотренного ЦАП, ограничивающий его применение в случае многоразрядных цифровых сигналов, — очень большой диапазон изменения сопротивления взвешенных резисторов. Поэтому в современных ЦАП применяются несколько иные резисторные матрицы, в которых используются одинаковые или отличающиеся в 2...4 раза резисторы. Наиболее часто применяются матрицы R - $2R$ (рис. 1.23, б), составленные из резисторов всего двух номиналов — R и $2R$.

Особенностью матрицы R - $2R$ является постоянство сопротивления в узлах: если цепочка резисторов R - $2R$ замкнута на резистор с сопротивлением $2R$ со стороны младшего разряда (рис. 1.23, б), то в любом ее узле (объединяющем два резистора R и один резистор $2R$) сопротивление слева и справа будет равно $2R$ (если ключи справа и слева замкнуты на «землю»). Вследствие этого токи $I_1 \dots I_n$, как и в предыдущей схеме, отличаются в 2^i раз: $I_1 = I_0/2^1 \dots I_n = I_0/2^n$, где $I_0 = U_{\text{оп}}/R$, а суммарный ток I_{Σ} строго пропорционален коду входного цифрового сигнала.

Применение ЦАП не ограничивается только областью преобразования цифровых сигналов в аналоговые. В частности, ЦАП по своей сути является устройством перемножения кода цифрового сигнала на напряжение опорного сигнала. Если вместо опорного напряжения подать некоторый сигнал $U_1(t)$, а на цифровые входы ЦАП — цифровой код, отображающий сигнал $U_2(t)$, то на выходе ЦАП будем иметь произведение этих сигналов:

$$U_{\Sigma}(t) = k U_1(t) U_2(t - \Delta t),$$

где $k = \text{const}$;

Δt — время задержки при цифровой обработке.

При этом операция умножения выполняется в аналого-цифровом виде с высокой точностью и амплитудная погрешность обычно не превышает $10^{-2} \%$. Однако может возникнуть дополнительная погрешность из-за недостаточного быстрогодействия, временной за-

держки цифрового сигнала в процессе его преобразования в цифровую форму и обработки в цифровой форме.

ЦАП также используются как высокостабильные и точно подогнанные регулируемые резисторы для создания перестраиваемых: пассивных и активных RC -фильтров (нижних и верхних частот, полосопр пропускающих и заграждающих); генераторов гармонических и релаксационных колебаний; различных делителей напряжения (тока); фазокорректоров и фазовращателей; цепей компенсации, балансировки и т. д.

На основе ЦАП выполняются генераторы напряжений практически любой формы. В самом деле, переключая соответствующим образом резисторную матрицу $R-2R$, можно получить на выходе ЦАП ступенчато-изменяющееся напряжение, с высокой точностью аппроксимирующее почти любую функциональную зависимость (программно задавая необходимый закон изменения управляющего ключами ЦАП напряжения).

1.5. Микропроцессоры и микроЭВМ

При построении современных электронных измерительных приборов и информационно-измерительных систем широко используют различные микропроцессоры и микроЭВМ.

Микропроцессором (МП) принято называть полупроводниковую микросхему, выполненную по интегральной технологии с высокой степенью интеграции, способную выполнять под управлением программного кода функции вычислительного устройства (процессора) цифровой ЭВМ. В свою очередь, под микроЭВМ (микрокомпьютером) принято понимать ЭВМ, в которой процессор выполнен в виде микропроцессора.

Обобщенная структурная схема информационно-измерительной системы, выполненной на основе микроЭВМ, приведена на рис. 1.24.

В общем случае источниками сигналов, подлежащих измерению, могут быть физические величины и поля различной природы: радиационные, магнитные, тепловые и т. д., которые воспринимаются с помощью соответствующих измерительных преобразователей.

Электрические сигналы с измерительных преобразователей преобразуются в соответствующие цифровые коды, вводятся в микроЭВМ и после обработки по заданным программам выводятся на внешние устройства.

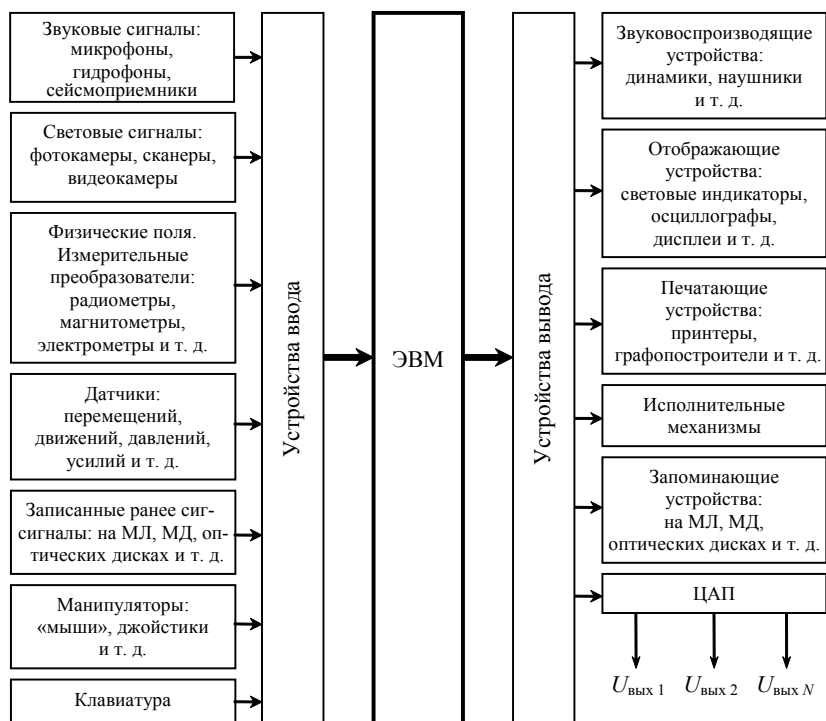


Рис. 1.24. Функциональная схема измерительно-вычислительного устройства, используемого для обработки сигналов

Управление работой информационно-измерительной системы в целом может осуществляться с помощью манипуляторов (например — «мыши», джойстика) и клавиатуры.

В простейшем случае информационно-измерительное устройство на основе микроЭВМ работает нижеследующим образом.

Входные сигналы после предварительного усиления преобразуются с помощью АЦП в цифровые коды, которые поступают в процессор микроЭВМ, где обрабатываются по заданной программе или же предварительно записываются в основную память, после чего обрабатываются. Результаты обработки записываются в основную память и по мере их накопления выводятся на дисплей, принтер, графопостроитель и через ЦАП выдаются в виде непрерывных сигналов $U_{\text{вых}1} \dots U_{\text{вых}N}$ (рис. 1.24).

Работа микроЭВМ происходит в соответствии с заранее составленной программой, под которой понимается совокупность команд, ото-

бражающих операции, которые должны быть выполнены над цифровыми кодами сигналов в процессе их обработки.

В узкоспециализированных измерительно-вычислительных устройствах программа обработки записана в память микроЭВМ постоянно и даже в случае необходимости быстро изменена быть не может. В универсальных устройствах предварительно разработанная программа записывается на внешний носитель и перед началом работы переписывается в основную память микроЭВМ, после чего возможна заданная обработка сигналов.

МикроЭВМ (рис. 1.25) состоит из нескольких блоков (оконтуренных пунктирными линиями): собственно микропроцессора, памяти и интерфейса, выполняемого обычно в виде портов ввода-вывода информации.

Ввод первичной информации в микроЭВМ и вывод обработанной информации — обмен с внешними периферийными устройствами, источниками и потребителями информации — осуществляются через интерфейс. В общем случае в понятие *интерфейс* входит совокупность электрических, механических и программных средств, позволяющих соединять отдельные узлы и блоки микроЭВМ между собой и с внешними периферийными устройствами. Интерфейс включает в себя и аппаратные средства для обмена данными, и программные средства, реализуемые как протоколы, описывающие алгоритмы взаимодействия отдельных узлов при обработке данных.

Управление работой микроЭВМ осуществляется устройством управления, к основным функциям которого относятся выборка команд программы из основной памяти, их расшифровка и исполнение.

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) МП выполняет простые арифметические и логические операции: сложение, вычитание, логическое умножение, логическое сложение, сложение по модулю 2, сдвиг, пересылку и др. Наличие в МП блока внутренних регистров расширяет возможности АЛУ.

МП содержит различное количество разнообразных регистров: регистры общего назначения (РОН), команд, адреса, счетчики команд, регистры состояния (РС) и др.

Основные узлы МП соединены между собой и с внешними устройствами с помощью шин. Шиной называется группа линий передачи информации, объединенных общим функциональным признаком. В МП используются 1...3 внутренних шины. Увеличение числа шин приводит к увеличению быстродействия, однако функциональные возможности МП снижаются, так как часть площади кристалла занимает шинами. По внешним шинам МП передаются данные, управляющие сигналы и адреса.

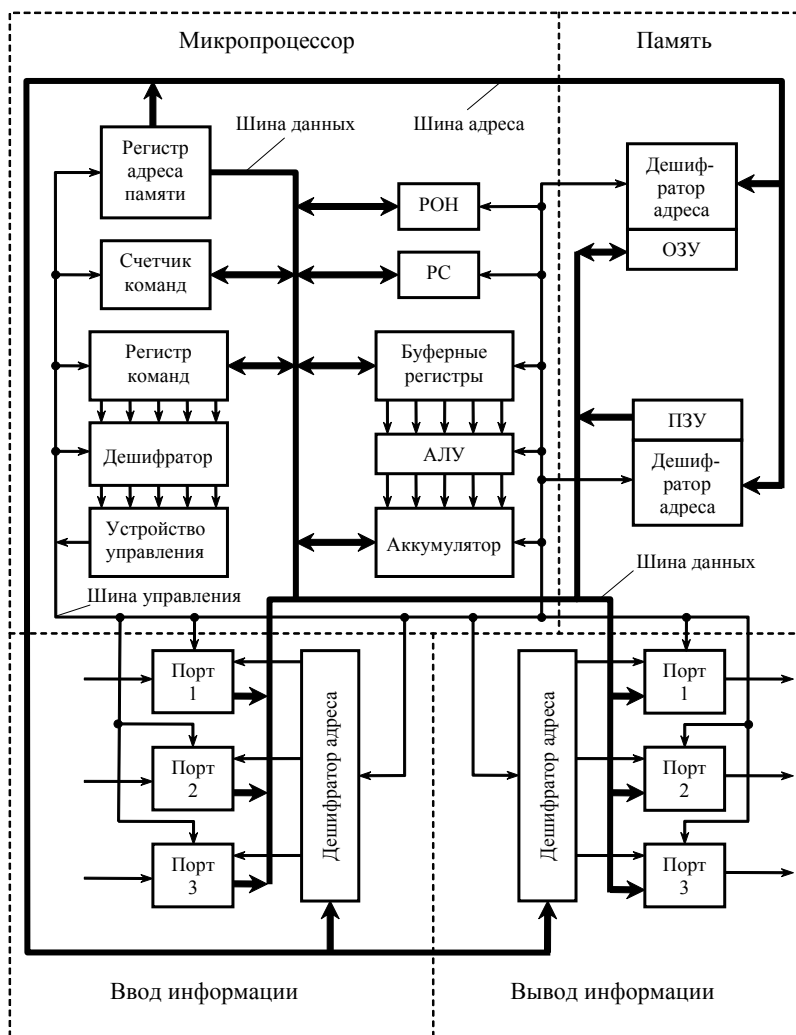


Рис. 1.25. Функциональная схема микроЭВМ

В настоящее время применение МП и микроЭВМ в измерительных приборах и измерительных системах достаточно разнообразно. Основные задачи, выполняемые МП в измерительных приборах и системах: многофункциональность измерительных приборов; упрощение управления процессом измерения; автоматизация регулировок; самокалибровка и автоматическая поверка; улучшение ме-

трологических характеристик прибора; выполнение вычислительных процедур; статистическая обработка результатов наблюдений; создание программируемых, полностью автоматизированных приборов и др.

При выборе МП для использования в измерительных приборах учитываются следующие их характеристики: разрядность, емкость адресуемой памяти, принцип управления, быстродействие, потребляемая мощность, питающее напряжение, конструктивные данные, условия эксплуатации.

1.6. Коды и системы счисления

В цифровой измерительной технике дискретные значения измерительных сигналов могут быть представлены для последующей обработки в виде одного из цифровых кодов: унитарного (числоимпульсного), двоичного, десятичного, двоично-десятичного, рефлексного (кода Грея) и т. д., каждый из которых оказывается наиболее целесообразным в том или ином устройстве. Для примера в табл. 1.1 приведено представление чисел в некоторых кодах.

Унитарный код (числоимпульсный) имеет число импульсов, пропорциональное квантованному значению измеряемой величины. Унитарный код — это непозиционный код. Такой код очень громоздкий и используется достаточно редко.

Таблица 1.1

Представление чисел в различных кодах

| Код | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|---------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Десятичный | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Двоичный нормальный | 0000 | 0001 | 0010 | 0011 | 0100 | 0101 | 0110 | 0111 | 1000 | 1001 | 1010 |
| Двоичный рефлексный | 0000 | 0001 | 0011 | 0010 | 0110 | 0111 | 0101 | 0100 | 1100 | 1101 | 1111 |
| Двоично-десятичный | 0000 | 0001 | 0010 | 0011 | 0100 | 0101 | 0110 | 0111 | 1110 | 1111 | — |

Более компактными являются позиционные коды (системы счисления): десятичный, двоичный, двоично-десятичный.

В позиционной системе любое число может быть представлено в виде

$$N_b = \sum_{i=-m}^n a_i b_i, \quad (1.11)$$

где b — основание системы счисления (для двоичной — 2, для десятичной — 10 и т. д.);

i — номер разряда (позиции);

a_i — разрядные коэффициенты;

b_i — весовые коэффициенты i -го разряда.

Например, в соответствии с (1.11) число 1308 в десятичной системе счисления будет представлено в виде

$$N_{10} = 1308 = 1 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 8 \cdot 10^0; \\ 1000 + 300 + 0 + 8 = 1308.$$

Набор цифр «один — три — ноль — восемь» представляет собой код, т. е. перечень коэффициентов (множителей), стоящих перед числом десять (основанием системы счисления) в степени (справа — налево): ноль, один, два, три и т. д. «Вес» каждого коэффициента (цифры) определяется разрядом — позицией, которую он занимает в коде (единицы, десятки, сотни, тысячи и т. д.). Поэтому такая система счисления называется позиционной.

В позиционной двоичной системе счисления основанием служит число два, а коэффициентами могут быть только две цифры — ноль (0) и единица (1), поэтому, например, $N_{10} = 13,5$ запишется кодом 1101,1:

$$N_2 = 1101,1 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^{-1}; \\ 8 + 4 + 0 + 1 + 0,5 = 13,5 = N_{10}.$$

Из приведенного примера видно, что в двоичной системе счисления весовой коэффициент старшего разряда превышает весовой коэффициент младшего разряда в два раза, т. е. они образуют ряд 1, 2, 4, 8, 16, 32 и т. д.

Арифметические действия в двоичной системе выполняют аналогично десятичной [2].

Двоичная система счисления является предпочтительной, по сравнению с десятичной, для проведения промежуточных операций в цифровом приборе, так как элементная база с двумя устойчивыми состояниями проста и помехоустойчива. Вместе с тем двоичная система неудобна для визуального отсчета и вызывает определенные технические сложности при переводе в десятичное число.

Предпочтительным в смысле указанных особенностей является двоично-десятичный код (см. табл. 1.1). Двоично-десятичный код образуется путем представления каждой цифры десятичного разряда с помощью 4-разрядного двоичного числа.

В зависимости от способа передачи коды делятся на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные. При параллельном коде все разряды передаются одновременно, каждый по своей цепи. При последовательном коде все его разряды передаются последовательно во времени по одной цепи. При последовательно-параллельном коде все символы одной комбинации передаются одновременно по параллельным цепям, а комбинации — последовательно во времени.

1.7. Аналоговые и цифровые индикаторы





В аналоговых ИП в качестве индикаторов, как правило, используют электромеханические (стрелочные) измерительные механизмы (ИМ). ИМ воспринимает энергию измеряемого сигнала и преобразует ее в угловое перемещение некоторой подвижной части, жестко связанной с указателем. Все известные электромеханические ИМ работают на принципе использования энергии электромагнитного поля.

Для визуального отсчитывания значений измеряемой величины в электромеханических ИМ используют отсчетные устройства, состоящие из шкалы и указателя. На шкалы отсчетного устройства наносятся отметки в виде коротких линий, интервал между которыми называют делением шкалы. Отметки шкалы, снабженные числами, называют числовыми отметками шкалы. Наименьшее значение измеряемой величины, указанное на шкале, называют начальным значением шкалы, наибольшее — конечным. Шкалы могут быть равномерными и неравномерными. Диапазон измерений определяют по начальному и конечному значениям шкалы.

В зависимости от способа преобразования электромагнитной энергии в механическую различают следующие системы ИМ: магнито-электрические, электромагнитные, электродинамические, электростатические. Основные сравнительные характеристики указанных ИМ представлены в табл. 1.2. Более подробно с устройством и принципами работы различных электромеханических ИМ можно ознакомиться в [4].

Таблица 1.2

Характеристики электромеханических измерительных механизмов

| Тип измерительного механизма | Условное обозначение | Вращающий момент | Уравнение шкалы | Примечание |
|---|---|--|--|---|
| Магнитоэлектрический — МЭИМ (взаимодействие магнитных полей постоянного магнита и проводника (рамки) с током) |  | $M_{\text{вр}} = BnSI$ | $\alpha = \frac{BnS}{k} I$ | I — ток в рамке; S — площадь рамки; n — число витков рамки; B — магнитная индукция; k — противодействующий момент (постоянный коэффициент); α — угол поворота указателя |
| Электромагнитный — ЭМИМ (взаимодействие магнитного поля проводника с током и ферромагнитного сердечника) |  | $M_{\text{вр}} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha}$ | $\alpha = \frac{1}{2k} I^2 \frac{dL}{d\alpha}$ | L — индуктивность катушки; I — ток в катушке |
| Электродинамический — ЭДИМ (взаимодействие магнитных полей двух проводников с током) |  | $M_{\text{вр}} = I_1 I_2 \frac{dM}{d\alpha}$ | $\alpha = \frac{1}{k} I_1 I_2 \frac{dM_{12}}{d\alpha} \cos(I_1 I_2)$ | I_1 — ток в подвижной катушке; I_2 — ток в неподвижной катушке; M_{12} — взаимная индуктивность между катушками |
| Электростатический — ЭСИМ (взаимодействие двух заряженных электродов) |  | $M_{\text{вр}} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}$ | $\alpha = \frac{1}{2k} U^2 \frac{dC}{d\alpha}$ | U — напряжение между электродами; C — емкость между электродами |

Достоинства МЭИМ: высокая чувствительность (до $3 \cdot 10^{-11}$ А); высокая точность (до класса 0,1); малое потребление мощности от измеряемой цепи ($10^{-5} \dots 10^{-6}$ Вт); линейность преобразования (шкала МЭИМ равномерная); малая чувствительность к изменениям температуры окружающей среды и внешним магнитным полям.

Недостатки МЭИМ: сравнительная сложность устройства; опасность перегрузок; возможность прямого использования только в цепях постоянного тока.

МЭИМ используют в качестве вольтметров, амперметров и гальванометров постоянного и переменного токов (в последнем случае с преобразованием переменного тока в постоянный), а также в качестве выходного показывающего прибора в электронных измерительных устройствах для измерения различных физических величин.

Достоинства ЭМИМ: простота конструкции; способность выдерживать большие нагрузки; возможность прямого измерения постоянного и переменного токов.

Недостатки ЭМИМ: малая чувствительность; значительное потребление мощности от измеряемой цепи (до 1 Вт); нелинейность шкалы (сжата в начале и растянута в конце); сильное влияние внешних магнитных полей; малая точность, объясняемая наличием ферромагнитного сердечника, в котором возникают вихревые токи и магнитный гистерезис.

ЭМИМ широко применяют для измерения напряжений и токов в силовых цепях постоянного и переменного токов промышленной частоты.

Достоинства ЭДИМ: возможность использования не только для измерения напряжений и токов, но и для измерения мощности постоянного и переменного токов; малая погрешность, так как в механизме нет железа.

Недостатки ЭДИМ: большая потребляемая мощность; малая чувствительность; сложность конструкции; нелинейность шкалы; влияние температуры и внешнего магнитного поля.

Достоинства ЭСИМ: большие пределы измерений напряжения; большое входное сопротивление; малое потребление мощности от измеряемой цепи (на постоянном токе мощность не потребляется); широкий диапазон измеряемых напряжений (до 30 МГц).

Недостатки ЭСИМ: малая чувствительность; изменение емкости в процессе измерения; нелинейность шкалы; влияние внешнего электрического поля.

В зависимости от конструкции ЭСИМ применяют для измерения напряжений маломощных цепей в широком диапазоне частот, а так-

же в цепях высокого напряжения для измерения напряжения до сотен киловольт без добавочных сопротивлений.

В настоящее время в качестве индикаторов в ИП широко используются цифровые индикаторы, отличающиеся используемым физическим явлением свечения и способом получения десятичного знака (цифры).

По способу получения знака различают сегментные, матричные и электродные индикаторы.

Сегментные индикаторы (рис. 1.26, *а*) имеют обычно семи- или десятисегментную конструкцию (минимум семь сегментов). Принцип подсветки (высвечивания) каждого сегмента определяется используемым в индикаторе физическим явлением. В современных индикаторах ИП это могут быть электрооптический эффект в твердом теле, в жидких кристаллах, катодолюминисцентные и др.

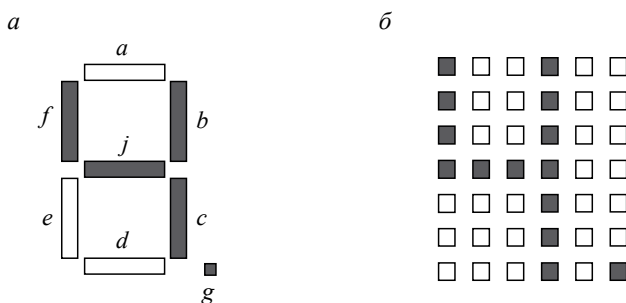


Рис. 1.26. Цифровые индикаторы:

а — семисегментный; *б* — матричный

Матричные индикаторы (рис. 1.26, *б*) содержат матрицу подсвечиваемых ячеек. Каждая ячейка может быть реализована на основе светодиодов, на жидких кристаллах или иным методом.

В электродных индикаторах отображающими цифрами являются цифры, выполненные конструктивно из металлической сетки, которые располагаются в баллоне с инертным газом.

В зависимости от используемого физического явления различают следующие используемые на практике индикаторы: газоразрядные, на светоизлучающих диодах, на жидких кристаллах.

Конструктивно газоразрядные индикаторы выполнены в виде стеклянного баллона, наполненного инертным газом (неоном). Внутри баллона имеется несколько (десять) катодов, выполненных из тонкой металлической сетки в форме цифр (0, 1, ..., 9) и расположенных

пакетом один над другим. Роль анода выполняет сетка, охватывающая пакет катодов. Если между анодом и одним из катодов приложено достаточное напряжение (150...200 В), то вокруг катода возникает оранжево-красное свечение (тлеющий разряд), имеющее форму цифры. Из изложенного следует, что по способу получения знака газоразрядные индикаторы — это электродные индикаторы. Достоинство газоразрядных индикаторов — контрастное изображение цифр. Основной недостаток — высокое напряжение зажигания.

Индикаторы на светоизлучающих диодах относятся к классу электролюминесцентных индикаторов. Кроме электролюминесцентных индикаторов, на светоизлучающих диодах применяют также люминофорные и катодолуминесцентные индикаторы.

Индикаторные ячейки на светоизлучающих диодах представляют собой p - n переходы из карбида кремния (или фосфида гелия). При пропускании тока в прямом направлении в процессе рекомбинации неосновных носителей выделяется энергия в виде фотонов, т. е. излучается свет. Свечение может быть желтым, красным, зеленым. По способу получения знака индикаторы на светоизлучающих диодах реализуют обычно по сегментному или матричному варианту. Достоинства: низкое напряжение, высокая яркость. Недостаток таких индикаторов — большая удельная мощность (до 8 мВт/мм²).

Принцип действия жидкокристаллических индикаторов основан на изменении оптических свойств жидких кристаллов под воздействием электрического поля. Такие индикаторы работают в отраженном свете, они сами свет не излучают, т. е. являются пассивными.

Жидкий кристалл (ЖК) в индикаторах размещается между двумя стеклянными пластинами в зазоре примерно 10 мкм. Пластины покрыты электропроводящей пленкой, образующей электроды. При подаче на электроды переменного напряжения изменяется показатель преломления или коэффициент поляризации (в зависимости от вещества). Характеристики индикаторов на ЖК совместимы с выходными характеристиками низковольтных маломощных транзисторов интегральных микросхем, что является одним из главных достоинств таких индикаторов. Второе достоинство — малая потребляемая мощность. В отличие от всех других индикаторов, в ЖК индикаторах чем выше внешняя освещенность, тем больше яркостный контраст. Недостатки: значительная инерционность (до 0,5 с); ограниченный диапазон рабочих температур.

Индикаторные элементы на жидких кристаллах реализуют обычно в сегментном исполнении.

Глава 2

Исследование формы электрических сигналов

Визуальное воспроизведение формы электрических сигналов является важной задачей измерений в ТКС. Важность этой задачи обусловлена тем, что форма электрического сигнала позволяет сразу исследовать и измерить многие параметры информационного сигнала. Одним из основных измерительных приборов, служащих для визуального наблюдения и исследования формы электрических сигналов, является осциллограф.

Осциллограф — измерительный прибор для визуального наблюдения формы электрических сигналов и измерения их параметров.

Осциллограф позволяет исследовать периодические и импульсные сигналы, непериодические и случайные сигналы, одиночные импульсы и измерять их параметры. Чаще всего осциллографы позволяют наблюдать зависимость напряжения от времени, причем осью времени является ось абсцисс, а ось ординат отражает уровень сигнала. По осциллограммам, полученным на экране осциллографа, можно измерить амплитуду, частоту, фазовый сдвиг, параметры модулированных сигналов, временные интервалы и другие параметры сигналов. На базе осциллографов созданы приборы для исследования переходных, частотных и амплитудных характеристик различных радиотехнических устройств ТКС.

При проведении измерений в ТКС используются различные типы осциллографов: универсальные, скоростные, стробоскопические, запоминающие, специальные, цифровые и т.д. В осциллографах, отличающихся техническими характеристиками, схемными конструктивными решениями, используется общий принцип получения осциллограмм. По числу одновременно наблюдаемых на экране сигналов различают одноканальные и многоканальные осциллографы.

В качестве отображающих устройств в осциллографах используются электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), в этом случае осциллограф называют электронно-лучевым (ЭЛО). Вместе с тем в современных

осциллографов с аналого-цифровым и цифровым преобразованием исследуемого сигнала в качестве отображающего устройства применяют матричные индикаторные панели — газоразрядные, лазерные, люминесцентные, жидкокристаллические, твердотельные и т. д.

Возможность наблюдения формы исследуемого сигнала и одновременное измерение его параметров делают осциллограф одним из самых универсальных измерительных приборов.

2.1. Электронно-лучевая трубка

Основным элементом электронно-лучевого осциллографа является ЭЛТ, внутри которой создается узкий пучок электронов (электронный луч), падающий на экран, состоящий из одного или нескольких слоев люминофора. Состав люминофора определяет окраску свечения и его продолжительность. Электронный пучок имеет ничтожно малую инерционность, поэтому почти мгновенно изменяет свое направление под действием электрических и магнитных полей. Для формирования и отклонения электронного пучка используют электростатическое или электромагнитное управление.

Типовая однолучевая ЭЛТ с электростатическим формированием и отклонением электронного луча (рис. 2.1) представляет собой стеклянный баллон, из которого откачан воздух и в котором расположены подогреваемый катод К, модулятор М, фокусирующий анод A_1 , ускоряющий анод A_2 , горизонтально отклоняющие пластины ОП_х, вертикально отклоняющие пластины ОП_у, третий анод A_3 . Возможны и другие дополнительные электроды. Внутренняя поверхность экрана покрыта люминофором, способным светиться под действием бомбардировки электронов. Совокупность электродов К, М, A_1 , A_2 называется электронным прожектором. Электронный прожектор излучает узкий пучок электронов, для чего на электроды прожектора подают соответствующие напряжения.

Изменением отрицательного относительно катода напряжения на модуляторе М можно изменять интенсивность электронного луча, т. е. регулировать яркость свечения люминофора. Напряжение на первом аноде A_1 фокусирует поток электронов в узкий луч, позволяющий получить на экране ЭЛТ светящееся пятно малого размера. Если фокусировка по осям ЭЛТ не одинакова, то возможно искажение осциллограммы. Это явление называют астигматизмом. В некоторые ЭЛТ для устранения астигматизма вводят специальные электроды. Высо-

кое положительное напряжение, приложенное ко второму аноду A_2 , обеспечивает увеличение скорости пролета электронов до скорости, необходимой для нормального свечения люминофора.

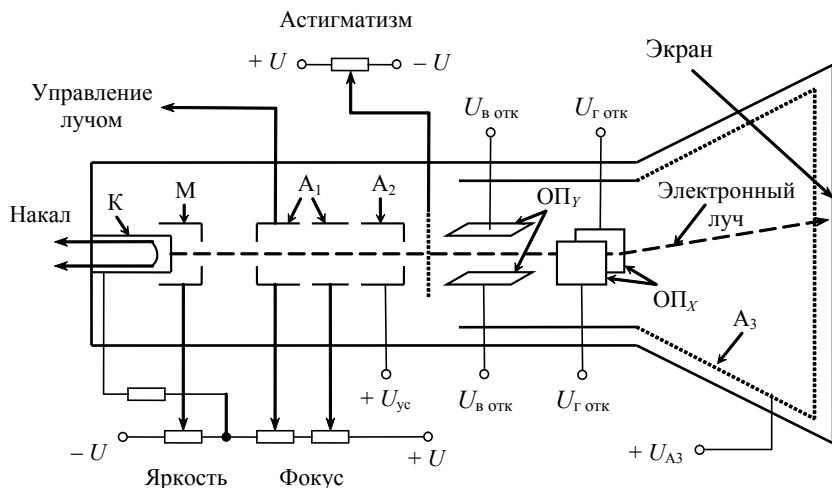


Рис. 2.1. Устройство ЭЛТ

Сформированный электронный луч проходит между парами отклоняющих пластин $ОП_X$ и $ОП_Y$ и под действием напряжений, приложенных к этим пластинам, отклоняется соответственно по осям координат X и Y , вызывая смещение светящегося пятна на экране ЭЛТ. Напряжение, приложенное к пластинам, можно изменять и тем самым смещать луч по экрану. Анод A_3 предназначен для дополнительного ускорения электронов. Такая необходимость возникает при исследовании сигналов с малой частотой повторения или одиночных импульсов, когда электронный луч не успевает возбудить в достаточной мере люминофор и яркость свечения может оказаться недостаточной. На анод A_3 подается высокое положительное напряжение (до 10...15 кВ).

При подаче сигнала на обе пары пластин $ОП_Y$ и $ОП_X$ произойдет одновременное отклонение светящегося пятна по вертикали и горизонтали, а на экране осциллографа высвечивается рисунок, который называется осциллограммой. Вид осциллограммы зависит от характера прикладываемых к пластинам сигналов.

Для упорядоченного наблюдения исследуемого сигнала (прикладываемого к вертикальным пластинам $ОП_Y$) в прямоугольной системе

координат на горизонтально отклоняющие пластины $ОП_x$ подается чаще всего напряжение, линейно меняющееся во времени. Светящееся пятно в этом случае будет перемещаться по экрану горизонтально с постоянной скоростью.

Сигнал (напряжение), обеспечивающий горизонтальное движение луча, называют развертывающим, а след, образуемый лучом на экране ЭЛТ под действием развертывающего напряжения, принято называть разверткой.

Основные характеристики ЭЛТ — чувствительность, полоса пропускания, длительность послесвечения, площадь экрана, геометрические искажения, диаметр светового пятна при оптимальной яркости, который определяет разрешающую способность ЭЛТ [5].

2.2. Матричные индикаторные панели

Интенсивное развитие измерительной техники, и в частности осциллографов, привело к необходимости отображать визуально значительные массивы информации. До недавнего времени единственным типом отображающего устройства, удовлетворяющего требованиям отображения значительных массивов информации со сложным кодированием, являлась ЭЛТ. К числу достоинств этого типа отображающих устройств следует отнести универсальность, высокую световую отдачу, простоту ввода информации. В то же время всем типам ЭЛТ присущи недостатки: неплоскость конструкции экрана; высокие рабочие напряжения; накаливаемый катод; громоздкость всего устройства, обусловленная наличием высоковольтных источников и источников цепей накала; относительно невысокий уровень надежности. Все это привело к бурному развитию новых типов отображающих устройств, в которых частично или полностью отсутствуют недостатки, присущие ЭЛТ. К таким типам отображающих устройств относятся матричные индикаторные панели: газоразрядные, жидкокристаллические, твердотельные, люминесцентные, лазерные и т. д.

Матричные индикаторные панели представляют собой совокупность расположенных определенным образом отдельных дискретных светоизлучающих элементов (газоразрядных, жидкокристаллических, светодиодных и т. д.). На рис. 2.2 в качестве примера показана упрощенная конструкция газоразрядной матричной индикаторной панели.

Газоразрядная матричная индикаторная панель представляет собой совокупность газоразрядных ячеек, имеющих общую стеклянную матрицу 3 с отверстиями 4, образующие рабочие объемы ячеек, и системы взаимно ортогональных катодных электродов 1 и анодных электродов 2, размещенных на обкладочных пластинах 5 и 6. Анодные электроды 2 располагаются на лицевой обкладочной пластине 5, через которую проходит световое излучение, поэтому, как и обкладочную пластину 5, их выполняют прозрачными. Совмещение элементов конструкции производится таким образом, чтобы на осях отверстий 4, перфорированных в матрице 3, лежали проекции перекрестия соответствующих взаимно ортогональных катодных 1 и анодных 2 электродов на плоскость каждой из обкладочных пластин 5 и 6. В результате такого совмещения каждое перфорированное отверстие и прилегающие к нему участки катодных и анодных электродов образуют дискретную ячейку. Панель загерметизирована по периметру специальным герметиком, и внутренняя ее полость заполнена инертным газом, представляющим собой неонаргоновую смесь.

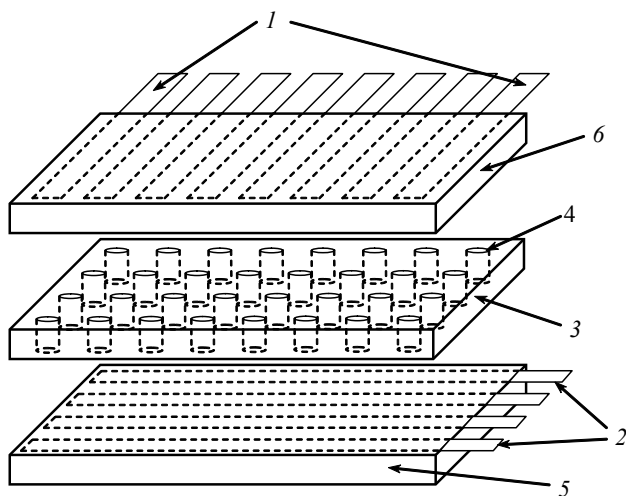


Рис. 2.2. Конструкция газоразрядной матричной панели:

1, 2 — электроды; 3 — матрица; 4 — отверстия, образующие ячейку;
5, 6 — обкладочные пластины

Почти во всех типах газоразрядных матричных индикаторных панелей используют слаботочный (обычно тлеющий) разряд, характеризующийся большой яркостью светового излучения при относительно высокой эффективности преобразования электрической энергии в световую.

Газовая смесь по своему составу и давлению выбирается с учетом обеспечения следующих параметров: заданной яркости и цвета светового излучения, минимального значения напряжения возникновения разряда и потребляемой мощности, заданных частотных характеристик, возможно меньшей скорости распыления материала катода.

При подаче напряжения на выбранные взаимно ортогональные электроды в соответствующей ячейке, находящейся на их пересечении, возникает тлеющий разряд. Образующееся при этом свечение достигает яркости порядка 100 кд/м^2 и более. При заданном газовом наполнении яркость свечения ячейки находится в прямой зависимости от среднего тока тлеющего разряда. Количество рабочих ячеек в панели определяется произведением количества взаимно ортогональных электродов и может достигать сотен тысяч, определяя информационную емкость панели и ее разрешающую способность.

С конструкциями матричных индикаторных панелей других типов, с принципами их работы и управления можно подробно ознакомиться в [6, 7].

2.3. Универсальные осциллографы

Универсальные осциллографы получили наибольшее распространение, поскольку позволяют исследовать разнообразные электрические сигналы с длительностью от единиц наносекунд до нескольких секунд в диапазоне от долей милливольт до сотен вольт, а также измерять параметры сигналов с приемлемой для практики погрешностью 5...7%. Полоса пропускания универсальных осциллографов составляет 300...400 МГц и более. Изображение сигнала на экране универсального осциллографа индицируется практически одновременно с появлением сигнала на входе, поэтому такие приборы называют осциллографами реального времени. Часто универсальные осциллографы выполняют со сменными блоками, расширяющими их функциональные возможности.

2.3.1. Структурная схема универсальных осциллографов

Упрощенная структурная схема универсального осциллографа с использованием в качестве отображающего устройства ЭЛТ приведена на рис. 2.3.

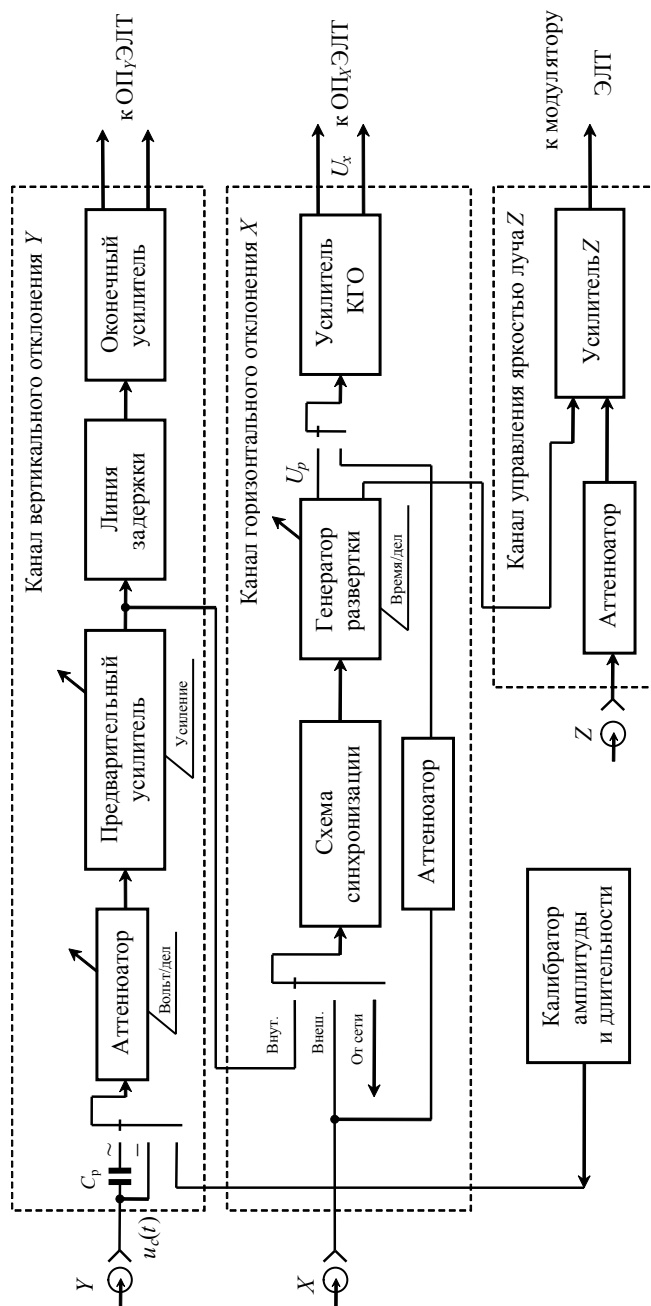


Рис. 2.3. Структурная схема универсального осциллографа

В состав универсального осциллографа, кроме ЭЛТ, входят следующие узлы:

- канал вертикального отклонения луча Y ;
- канал горизонтального отклонения луча X с устройством синхронизации и запуска развертки;
- канал управления яркостью луча Z ;
- вспомогательные устройства (калибраторы).

Канал вертикального отклонения (КВО) луча Y служит для передачи на отклоняющие пластины ОП_Y исследуемого сигнала $u_c(t)$, подводимого к входу Y . КВО луча Y состоит из входного устройства, в которое входят разделительный конденсатор C_p и аттенюатор, предварительного усилителя, регулируемой линии задержки и оконечно-го усилителя.

При отключении разделительного конденсатора C_p обеспечивается наблюдение на экране осциллографа полного сигнала, т. е. его постоянной и переменной составляющих (вход «Открыт», условное обозначение « \cong »). При подключении конденсатора обеспечивается наблюдение только переменной составляющей сигнала $u_c(t)$ (вход «Закрыт», условное обозначение « \sim »).

Аттенюатор предназначен для калиброванного ступенчатого ослабления уровня входного сигнала $u_c(t)$ в целое число раз, т. е. он позволяет установить уровень исследуемого сигнала таким, чтобы предварительный усилитель работал в линейном режиме и вносил минимальные нелинейные искажения. Аттенюатор обеспечивает также высокое входное сопротивление и малую входную емкость осциллографа. Переключатель аттенюатора обычно имеет несколько фиксированных положений, обозначаемых отношением «Вольт/дел».

Предварительный усилитель КВО предназначен для усиления исследуемого сигнала $u_c(t)$ в полосе пропускания осциллографа при минимальных допустимых амплитудных, частотных и фазовых искажениях. В предварительном усилителе, как правило, осуществляется плавное регулирование коэффициента усиления. Выходной каскад предварительного усилителя нагружается на низкоомную линию задержки, поэтому его выходное сопротивление также низкоомное, т. е. обеспечивается согласование его выходных параметров с параметрами линии задержки.

Линия задержки обеспечивает наблюдение переднего фронта импульсного сигнала при запуске развертки самим исследуемым сигналом. В этом случае генератор развертки осциллографа вследствие своей инерционности вырабатывает линейное пилообразное развертывающееся напряжение с некоторым запаздыванием по отношению

к исследуемому (запускающему) импульсу. Это приводит к тому, что начальная часть импульса не будет развернута на экране. Для устранения указанного недостатка нужно, чтобы сигнал развертки поступал на отклоняющие пластины ОП_х раньше, чем исследуемый сигнал $u_c(t)$ на отклоняющие пластины ОП_у. Для этого сигнал $u_c(t)$ нужно задерживать на некоторый интервал времени. Эта задержка осуществляется с помощью линии задержки. Линия задержки должна быть достаточно широкополосной, не иметь неоднородностей и хорошо согласовываться с предшествующим и последующим каскадами схемы.

Оконечный усилитель КВО предназначен для создания двух симметричных противофазных напряжений, достаточных для отклонения луча ЭЛТ в пределах экрана по вертикали. Такие усилители называют парафазными. Они обеспечивают постоянство потенциала средней линии между пластинами при изменяющемся размере исследуемого сигнала. Оконечный усилитель работает на емкостную нагрузку, состоящую из параллельно соединенных емкостей отклоняющих пластин ОП_у ЭЛТ и паразитных емкостей монтажа.

Рассмотренная типовая схема КВО в некоторых универсальных осциллографах усложняется, что позволяет расширить их измерительные возможности. Достаточно часто применяют двухканальные схемы КВО и КВО с дифференциальным усилителем.

Двухканальные универсальные осциллографы имеют две отдельные входные цепи, которые поочередно коммутируются к КВО. Обычно используют два режима коммутации входов: режим попеременного доступа («попеременно») и режим прерывания («прерывисто»). В режиме попеременного доступа электронный коммутатор меняет входы, подключая их поочередно через один цикл горизонтальной развертки. В режиме прерывания коммутатор работает без синхронизации с высокой частотой (100...500 кГц). Входы при этом переключаются многократно за время одного прямого хода развертки. В результате сигналы с различных входов подключаются попеременно к КВО и отображаются на экране ЭЛТ.

В универсальных осциллографах с дифференциальным входом в КВО входное устройство выполняется в виде дифференциального усилителя. При подаче на входы осциллографа двух сигналов различной амплитуды на выходе дифференциального усилителя получается один сигнал, пропорциональный разности этих амплитуд. Такое построение входной цепи позволяет исследовать сигнал по частям. На один вход подается исследуемый сигнал, а на второй вход — постоянное напряжение, величину которого можно менять. Изменяя величину постоянного напряжения, можно выделить необходимый

участок сигнала, так как на экране ЭЛТ будет воспроизводиться та часть исследуемого сигнала, которая по амплитуде близка к уровню постоянного напряжения. Осциллограф с дифференциальным входом позволяет также исследовать сигналы при значительном уровне помех. На один вход КВО подается сигнал с помехой, а на другой вход — только помеха. В результате исследуемый сигнал усиливается, а помеха подавляется.

Канал горизонтального отклонения (КГО) луча X служит для создания горизонтально отклоняющего — развертывающего — напряжения U_x , вызывающего горизонтальное перемещение луча на экране ЭЛТ с заданной скоростью

Основными элементами КГО в большинстве универсальных осциллографов являются генератор развертки, схема синхронизации, усилитель КГО.

Генератор развертки является важнейшим элементом КГО. Он предназначен для получения пилообразного напряжения U_p , подаваемого через усилитель КГО на горизонтально отклоняющие пластины ОП $_x$. Генератор развертки может работать в непрерывном или ждущем режиме. Принцип построения и схемная реализация генератора развертки могут быть различными. Одним из важнейших требований к генераторам пилообразного напряжения, используемым в осциллографах в качестве генератора развертки, является линейность прямого хода. Чем линейнее развертка, тем точнее воспроизведение исследуемого процесса и тем меньше погрешность измерений. Длительность прямого хода развертки определяет скорость движения луча в горизонтальном направлении и влияет на яркость свечения осциллограммы.

В большинстве генераторов развертки ступенчатое изменение длительности развертки осуществляется переключателем, который принято обозначать «Время/дел» и градуировать [мс/дел] или [мкс/дел].

Размер изображения сигнала на экране ЭЛТ по горизонтали пропорционален амплитуде пилообразного напряжения. Амплитуда напряжения развертки должна быть достаточной для отклонения луча на всю ширину экрана ЭЛТ.

Схема синхронизации и запуска развертки осциллографа управляет генератором развертки и обеспечивает кратность периодов исследуемого сигнала $u_c(t)$ и развертки. Для получения неподвижного изображения начало развертки должно быть связано с одной и той же характерной точкой сигнала (фронтом, максимумом амплитуды и т. д.). Это достигается синхронизацией напряжения развертки U_x с напряжением сигнала $u_c(t)$, поэтому период развертки должен быть равен или кратен периоду исследуемого сигнала: $T_{\text{разв}} = nT_c$, где $n = 1, 2, 3, 4 \dots$

Процесс привязки развертки к характерным точкам сигнала называют синхронизацией в автоколебательном режиме и запуском — в ждущем. Синхронизацию и запуск развертки производят специальным синхроимпульсом, подаваемым на генератор развертки с устройства синхронизации.

В зависимости от того, какой источник сигнала используется для формирования импульсов, синхронизирующих (запускающих) генератор развертки, различают три вида синхронизации: внутреннюю, внешнюю, от сети.

При внутренней синхронизации источником синхросигнала служит сам исследуемый сигнал, который подается из КВО до линии задержки. При внешней синхронизации управление разверткой осуществляется от внешнего источника, сигнал которого подается на вход КГО. При синхронизации от сети источником сигнала синхронизации генератора развертки служит напряжение сети электропитания осциллографа.

В схеме синхронизации имеется, как правило, переключатель полярности синхросигнала и усилитель с регулятором уровня запускающего напряжения. Запускающее напряжение определяет уровень срабатывания каскадов, формирующих импульсы запуска на выходе схемы синхронизации.

Усилитель КГО усиливает пилообразный сигнал U_p генератора развертки и преобразует его в напряжение развертки U_x . Генератор развертки может быть отключен от усилителя КГО, и развертка электронного луча в этом случае производится внешним сигналом, подаваемым на вход X . В усилителе КГО могут размещаться некоторые органы управления работой осциллографа.

Канал управления яркостью Z предназначен выполнять следующие функции:

- установку требуемой яркости свечения луча ЭЛТ;
- подсветку (гашение) развертки во время прямого (обратного) хода луча;
- модуляцию по яркости изображения сигнала.

Управление яркостью свечения луча ЭЛТ и его фокусировкой осуществляется вручную регуляторами «Яркость», «Фокус», а также регулятором «Астигматизм» путем изменения уровня напряжения на соответствующих электродах ЭЛТ.

Подсветка развертки осуществляется во время прямого хода луча для получения более яркого его изображения, а гашение развертки — во время обратного хода луча с тем, чтобы обратный ход развертки не просматривался на изображении сигнала. Подсветка и гашение осуществляются автоматически путем подачи на электроды ЭЛТ им-

пульсов напряжения соответствующей полярности. Импульсы должны совпадать по времени с прямым (подсвет) и обратным (гашение) ходами луча. Исходным сигналом для формирования импульсов служит генератор развертки, который функционально связан с электродами ЭЛТ через усилитель канала Z . Использование подсветки (гашения) особенно важно при работе КГО в ждущем режиме.

Модуляция луча по яркости свечения производится внешним сигналом и позволяет наблюдать у сложных сигналов только те его части, которые совпадают по времени с внешним сигналом. Для подключения внешнего модулирующего сигнала в осциллографах, как правило, предусматривается специальный вход, называемый входом Z .

Практически в каждом универсальном осциллографе имеются калибраторы уровня (амплитуды) и временных интервалов (длительности). Указанные калибраторы представляют собой генераторы сигналов с точными значениями амплитуды и частоты.

Калибраторы уровня и временных интервалов предназначены для измерения уровня напряжения и временных параметров исследуемого сигнала методом сравнения, а также для точной установки коэффициентов отклонений и развертки непосредственно перед измерениями. Калибровка осуществляется путем подачи на входы осциллографа сигнала калибраторов и сравнения размера изображения этого сигнала с установленным значением соответствующего коэффициента отклонения по вертикали и горизонтали.

Часто один и тот же сигнал генератора используется для калибровки канала вертикального отклонения (калибровки коэффициента отклонения по амплитуде сигнала) и канала горизонтального отклонения (калибровки коэффициента развертки по времени).

2.3.2. Виды разверток в универсальных осциллографах

Разверткой называют линию, которую чертит электронный луч на экране ЭЛТ в результате действия только одного развертывающего напряжения U_x , т. е. при отсутствии исследуемого сигнала $u_c(t)$. Если развертывающее напряжение приложено к одной паре отклоняющих пластин (обычно к пластинам ОП_x), то развертку называют по форме развертывающего напряжения (например, линейной или синусоидальной). Если развертывающие напряжения приложены к отклоняющим пластинам ОП_x и ОП_y ЭЛТ осциллографа одновременно, то название развертке дается по ее форме (например, круговая или эллиптическая).

Наиболее широко используется линейная развертка, создаваемая пилообразным напряжением U_p генератора развертки. При линейной развертке луч, двигаясь равномерно по экрану ЭЛТ, прочерчивает прямую горизонтальную линию. В зависимости от режима работы генератора развертки различают непрерывную (автоколебательную), ждущую и однократную развертки.

Непрерывная (автоколебательная) развертка — это развертка, при которой генератор развертки периодически запускается и при отсутствии сигнала запуска на его входе. Непрерывная развертка применяется для исследования периодических сигналов, а также импульсных с небольшой скважностью $Q = T/t$. Изображение на экране ЭЛТ образуется наложением осциллограмм, полученных на каждом периоде исследуемого сигнала $u_c(t)$ или на нескольких периодах. Период развертки T_p следует выбирать так, чтобы изображение на экране осциллографа было неподвижным. Это выполняется, если отношение периода развертки T_p кратно периоду исследуемого сигнала T_c . Кратность развертки периоду повторения сигнала обеспечивается устройством синхронизации осциллографа. В качестве примера на рис. 2.4 показаны осциллограммы двух исследуемых импульсных сигналов U_{c1} и U_{c2} с различными периодами повторения T_1 и T_2 и длительностью τ_1 и τ_2 при использовании линейной автоколебательной развертки. Соотношение между периодами повторения импульсов T_1 и T_2 и периодом развертки T_p составляет $T_p = 2T_1$ и $T_p = T_2$.

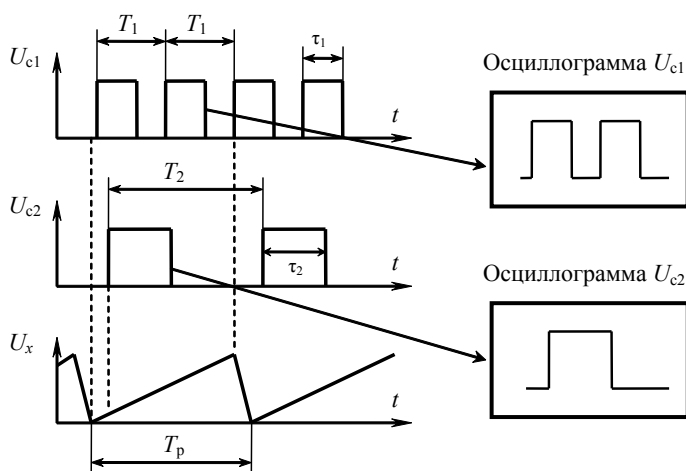


Рис. 2.4. Линейная непрерывная развертка

Непрерывная развертка не позволяет наблюдать неперiodические сигналы и практически бесполезна при наблюдении периодических импульсных сигналов с большой скважностью Q (это связано с тем, что передний и задний фронты импульса почти сливаются). В этих случаях используют ждущую развертку.

Ждущая развертка — развертка, при которой генератор развертки запускается только с помощью сигнала запуска, в качестве которого выступает исследуемый сигнал $u_c(t)$. Ждущая развертка применяется для исследования неперiodических сигналов, а также импульсов малой длительности с большим периодом повторения.

Пример использования линейной ждущей развертки показан на рис. 2.5. Генератор развертки запускается только при поступлении импульсов U_c . Если длительность развертки τ_p соизмерима с длительностью исследуемого импульса, то его изображение на экране достаточно детально.

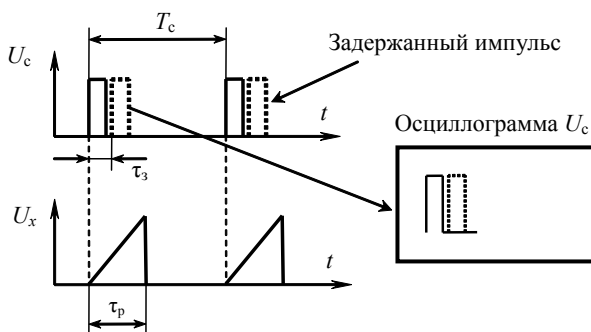


Рис. 2.5. Линейная ждущая развертка

В осциллографе из-за инерционности генератора развертки начало ждущей развертки несколько задержано относительно фронта импульса U_c . Поэтому если фронт импульса очень короткий, то он может не отобразиться на осциллограмме. Для наблюдения короткого фронта сигнал U_c задерживают на τ_z во времени в канале вертикального отклонения U_c помощью линии задержки (штриховые импульсы U_c на рис. 2.5).

Частным случаем ждущей развертки является однократная развертка.

Однократная развертка — развертка, с помощью которой генератор развертки запускается только один раз с последующей блокировкой. Такую развертку применяют при наблюдении одиночных

и непериодических процессов. При однократной развертке на отклоняющие пластины ОП_х подают пилообразный импульс от генератора развертки. Запуск генератора развертки производят несколько раньше момента появления напряжения на отклоняющих пластинах ОП_у, для чего в осциллографе осуществляют небольшую задержку входного сигнала.

В ряде измерительных задач, например при измерении частоты или разности фаз, вместо линейной развертки используют синусоидальную. Для получения синусоидальной развертки на отклоняющие пластины ОП_х, при отключенном генераторе развертки, подают изменяющееся по гармоническому закону напряжение $u(t) = U_m \sin \omega t$. Положительный полупериод напряжения синусоидальной развертки вызывает перемещение луча от центра экрана до его правой границы и обратно, отрицательный полупериод — от центра экрана до его левой границы и обратно. Скорость перемещения луча изменяется по синусоидальному закону, хотя линия развертки представляет собой горизонтальную прямую.

Для получения на экране ЭЛТ универсального осциллографа круговой развертки на отклоняющие пластины ОП_у подают синусоидальный сигнал $u_y = U_m \sin \omega t = U_m \sin (2\pi t/T)$, а на отклоняющие пластины ОП_х — аналогичный синусоидальный сигнал равной амплитуды, но задержанный относительно первого на четверть периода (что соответствует фазовому сдвигу $\varphi = 90^\circ$), т.е. $u_x = U_m \sin [\omega (t - T/4)] = -U_m \cos \omega t$. Под действием напряжений u_x и u_y луч прочерчивает на экране ЭЛТ окружность за период T .

Если при использовании круговой развертки амплитуды сигналов u_x и u_y не равны, то окружность искажается, а на экране наблюдается эллипс, т.е. возникает эллиптическая развертка. Например, при $u_x > u_y$ большая ось эллипса расположена по горизонтали, а малая — по вертикали. При фазовых сдвигах, не равных 90° , получается эллипс с наклонными осями, вырождающимися в прямую линию при нулевом фазовом сдвиге.

2.4. Скоростные и стробоскопические осциллографы

При наблюдении и исследовании коротких импульсов (сигналов наносекундного диапазона) и колебаний СВЧ-диапазона возникает ряд сложностей, которые делают применение обычных универсальных осциллографов затруднительным. Можно выделить следующие

факторы, осложняющие применение для этих целей универсальных осциллографов:

- паразитные резонансы, возникающие в цепях, образуемых емкостью отклоняющих пластин и индуктивностью подводящих проводов, включая вводы отклоняющих пластин;
- влияние емкости отклоняющих пластин ЭЛТ на крутизну фронта исследуемого сигнала;
- влияние конечного времени пролета электронов между отклоняющими пластинами ЭЛТ;
- необходимость в очень широкой полосе пропускания канала вертикального отклонения Y . Полоса пропускания для передачи прямоугольного импульса приближенно может быть рассчитана по формуле $\Delta f \approx 2/\tau_{\text{и}}$. Тогда при длительности импульса $\tau_{\text{и}} = 1$ нс полоса пропускания $\Delta f = 2$ ГГц;
- для наблюдения наносекундных импульсов и колебаний СВЧ требуются высокие скорости движения луча по экрану.

При конструировании скоростных осциллографов требуется учитывать все вышеизложенное. В скоростных осциллографах, работающих в реальном масштабе времени, применяются специальные ЭЛТ бегущей волны [4], что в результате не позволяет получить высокую чувствительность канала вертикального отклонения. Создание высокоскоростных разверток также встречает трудности, связанные с необходимостью поднимать напряжение развертки до нескольких сотен вольт. Существующие серийные скоростные осциллографы имеют верхнюю граничную частоту порядка 10 ГГц.

При исследовании быстротекущих процессов с малой амплитудой описанные выше скоростные осциллографы не пригодны из-за низкой чувствительности. Эта проблема решается с помощью стробоскопической приставки (преобразователя) к универсальному осциллографу.

Стробоскопическим называют электронный осциллограф, в котором для получения на экране ЭЛТ формы сигнала используется отбор его мгновенных значений (выборка сигнала) и выполняется его временное преобразование, т. е. изображение сигнала дается в увеличенном масштабе времени.

Стробоскопический метод осциллографирования позволяет существенно уменьшить скорость развертки по сравнению с той, которая требуется при непосредственном наблюдении исследуемого сигнала на скоростном осциллографе. Стробоскопические осциллографы позволяют наблюдать очень короткие периодические импульсы и высокочастотные колебания. Они обладают большой чувствительностью, т. е. входные сигналы могут иметь малую амплитуду.

Принцип действия стробоскопического осциллографа заключается в преобразовании нескольких идентичных сигналов малой длительности в один, имеющий большую длительность и повторяющий форму входных сигналов. Скорость развертки при этом уменьшают путем трансформации масштаба времени. На экране осциллографа появляется изображение, по форме подобное исследуемому сигналу, но в увеличенном временном масштабе [4].

2.5. Цифровые осциллографы

Одно из основных направлений совершенствования современных осциллографов связано с широким использованием цифровых методов обработки сигналов и микропроцессоров. Разработка и применение цифровых осциллографов (ЦО) значительно улучшило технику осциллографирования. В ЦО входной исследуемый аналоговый сигнал преобразуется с помощью АЦП в цифровую форму и заносится в запоминающее устройство. Сохраненный в запоминающем устройстве сигнал может быть использован для дальнейшей обработки, для вывода на отображающее устройство и т. д.

Структура построения современного ЦО зависит от объема и характера функций, возложенных на микропроцессорную систему, входящую в состав ЦО.

Упрощенная структурная схема цифрового запоминающего осциллографа (ЦЗО) с использованием в качестве отображающего устройства ЭЛТ приведена на рис. 2.6.

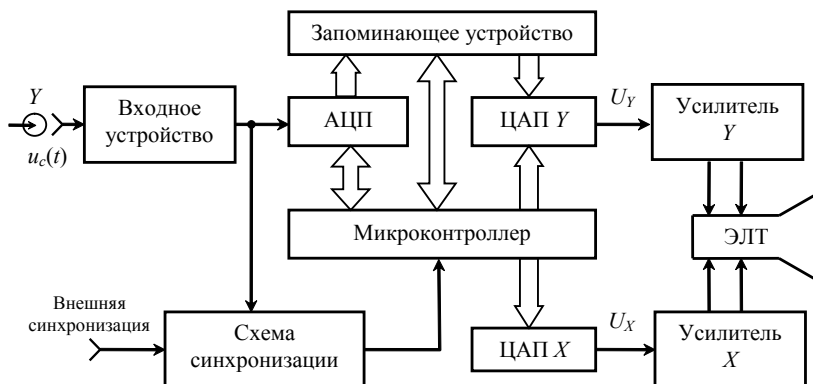


Рис. 2.6. Структурная схема ЦЗО

По командам микроконтроллера в АЦП начинается преобразование поступающего на его вход напряжения $u_c(t)$. В результате аналоговый сигнал $u_c(t)$ преобразуется в числовой код и записывается в ячейки запоминающего устройства. Процесс запоминания значений $u_c(t)$ продолжается до заполнения предназначенных для этого ячеек памяти запоминающего устройства. При необходимости по команде микроконтроллера из запоминающего устройства в определенной последовательности выбираются числа и подаются на ЦАП Y , где преобразуются в соответствующие напряжения U_Y . Далее это напряжение через оконечный усилитель Y подается на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. В результате при наличии разверток на экране отображается последовательность светящихся точек, а при наличии блока интерполяции — развернутая осциллограмма.

Функции генератора развертки в данной схеме выполняет ЦАП X , управляемый сигналами, поступающими на его вход от микроконтроллера. На выходе ЦАП X образуется ступенчато изменяющееся напряжение U_X , близкое к линейно изменяющемуся. Скорость развертки при этом определяется быстродействием ЦАП X и микроконтроллера.

Современные ЦЗО обеспечивают практически неограниченное время хранения информации, возможность воспроизведения участков запоминаемого сигнала. Вместе с тем невысокое быстродействие АЦП ограничивает максимальную частоту исследуемых сигналов — порядка 100 МГц.

Более широкие возможности имеют ЦО с программным управлением на основе микропроцессорных систем. Структура таких осциллографов подобна структуре ЭВМ. В таких ЦО осуществляется полная цифровая обработка сигнала, что позволяет рассчитывать и отображать производную исследуемого сигнала, вычислять преобразования Фурье, получать спектральную характеристику, корреляционную функцию и т. д. На отображающих устройствах таких ЦО можно наблюдать не только осциллограммы сигналов, но и численные значения ряда его параметров.

Как правило, в таких ЦО в качестве отображающего устройства используют современные матричные индикаторные панели. Применение матричных панелей снижает габариты и вес ЦО и устраняет необходимость применения источников питания высокого напряжения.

Наряду с повышением точности осциллографирования, ЦО позволяют полностью автоматизировать процесс измерения, осуществлять дистанционное управление режимами работы.

Упрощенная структурная схема ЦО приведена на рис. 2.7. Исследуемый аналоговый сигнал $u_c(t)$ поступает на входное устройство, где

осуществляется согласование его параметров с АЦП, а также может осуществляться автоматическое переключение каналов при многоканальном осциллографировании. Кроме того, здесь с помощью встроенных измерителей могут определяться амплитудные и временные параметры исследуемого сигнала $u_c(t)$.

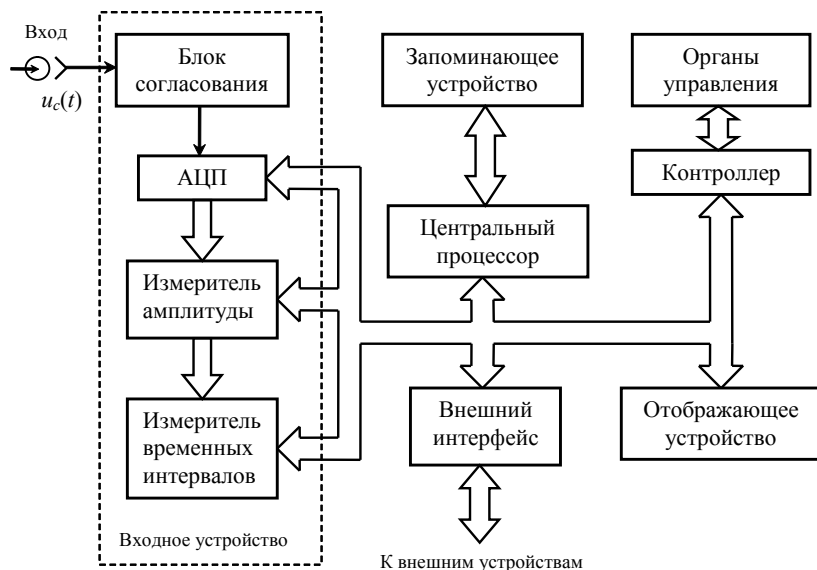


Рис. 2.7. Упрощенная структурная схема ЦО

После АЦП последовательность кодов информативных параметров сигнала поступает в запоминающее устройство.

Из запоминающего устройства сигналы поступают в центральный процессор, отображающее устройство или через внешний интерфейс на внешние устройства. Центральный процессор через контроллер также опрашивает положение органов управления на передней панели и включает соответствующие режимы работы осциллографа. Центральный процессор осуществляет выбор и задание режимов работы осциллографа, обработку результатов измерения, связь осциллографа с оператором и внешними устройствами и другие операции.

Поскольку в рассматриваемом осциллографе имеется возможность измерять параметры сигналов на его входе, а не на выходе канала вертикального отклонения, как в аналоговых осциллографах, то численные значения параметров сигнала измеряются с высокой точностью.

В настоящее время многие производители (*Hewlett-Packard*, *Agilent Technologies* и т. д.) выпускают ЦО смешанных сигналов. Эти ЦО имеют полосу пропускания до 500 МГц, 2 осциллографических и 16 логических входных каналов, что позволяет отображать сразу 18 каналов данных с корреляцией во времени. Осциллографы поддерживают сетевые протоколы *CAN*, *USB*, *I2C*, *SPI*.

Современные ЦО позволяют решать практически все функциональные задачи, возникающие при исследовании сигналов.

2.6. Техника осциллографических измерений

Поскольку основным требованием, предъявляемым к каждому измерительному прибору, является минимальная погрешность измерения, то при выборе осциллографа следует в первую очередь обратить внимание на такие его технические характеристики, как частотный диапазон, чувствительность, размер экрана. При этом изображение должно занимать центральную часть экрана и составлять 70...80 % его площади. В ЦО это требование обычно выполняется автоматически. Ширина луча должна быть минимальной при достаточной яркости. Следует также обращать внимание на входные параметры осциллографа. Так, у некоторых осциллографов входное сопротивление порядка 1 МОм, что может оказывать шунтирующее действие на высокоомную исследуемую схему. То же неблагоприятное действие оказывает и входная емкость, которая вместе с емкостью соединительных проводов может составить несколько десятков пикофард. При измерении импульсных сигналов и напряжений высоких частот для соединений осциллографа с источником сигнала должны использоваться специальные высокочастотные кабели.

2.6.1. Измерение амплитудных и временных параметров сигнала

В универсальных осциллографах широко используется метод измерения амплитудных и временных параметров сигналов с помощью масштабной сетки, помещенной на экране осциллографа. Этот метод основан на линейной зависимости между напряжением исследуемого сигнала и размером его изображения на экране осциллографа. Цена деления сетки устанавливается заранее с помощью калибратора амплитуды. Иллюстрация данного метода для измерения параметров периодического сигнала представлена на рис. 2.8.

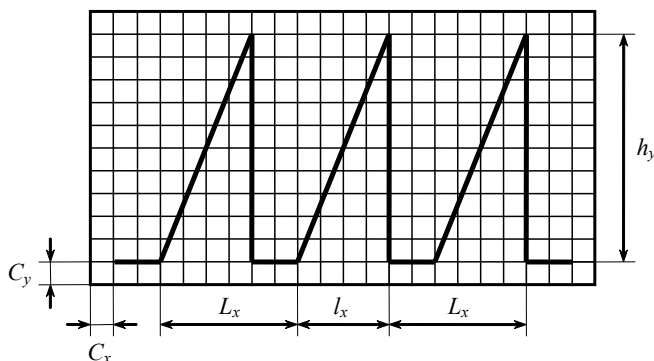


Рис. 2.8. Метод масштабной сетки

Амплитуда (размах) импульсов U_p определяется выражением

$$U_p = C_y h_y,$$

где C_y — цена деления сетки по вертикали, В/дел;

h_y — высота осциллограммы в делениях сетки.

Период следования T или частота f исследуемых импульсов:

$$T = C_x L_x, \quad f = 1/T,$$

где C_x — цена деления сетки по горизонтали, время/дел;

L_x — длина соответствующего участка осциллограммы в делениях сетки.

Длительность τ_n исследуемых импульсов:

$$\tau_n = C_x l_x,$$

где C_x — цена деления сетки по горизонтали, время/дел;

l_x — длина соответствующего участка осциллограммы в делениях сетки.

Погрешность измерения амплитуды сигнала при этом методе измерения составляет 3...7%. Существует ряд способов повысить точность измерения амплитуды исследуемого сигнала, например компенсационные методы. Эти методы чаще всего применяют только

в ЦО, что позволяет получить численные значения параметров с погрешностью 1...2 %.

С помощью осциллографов можно измерять параметры сигналов сложной временной структуры, например ступенчатых сигналов или сигналов кодовых последовательностей. Возможно измерение параметров случайных и переходных процессов. Наиболее простым методом исследования таких сигналов является метод калиброванной развертки (калиброванных меток) [5]. Калибровочные метки известной частоты $f_0 = 1/T_0$ наносятся на изображение сигнала путем модуляции яркости осциллограммы. При этом длительность сигнала $\tau_{\text{сигн}} = nT_0$, где n — количество калибровочных меток.

Реальная погрешность этого метода составляет порядка 10 % и зависит от количества меток. Существующие способы повышения точности этого метода также используются в ЦО. В некоторых случаях это позволяет получить погрешность менее 1 %.

2.6.2. Измерение параметров импульсных сигналов

При измерении параметров импульсных сигналов особое значение имеет правильное определение вида и параметров фронтов исследуемого импульса. Основными влияющими факторами на правильное воспроизведение импульсного сигнала являются частотные свойства канала вертикального отклонения осциллографа и переходная характеристика канала вертикального отклонения осциллографа.

Частотные свойства осциллографа отражаются параметрами его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) — зависимости размера изображения гармонического сигнала от его частоты. АЧХ характеризуют полосой пропускания $\Delta F = f_v - f_n$, где f_v , f_n — верхняя и нижняя граничные частоты канала вертикального отклонения, и рабочим диапазоном АЧХ, в пределах которого ее неравномерность не превышает погрешности измерения напряжения для данного осциллографа. Этот параметр определяет частотные границы измерения амплитуд гармонических сигналов с заданной точностью.

Параметры переходной характеристики, представленной на рис. 2.9: время нарастания τ_n — интервал, в течение которого луч проходит от 0,1 до 0,9 от установившегося значения уровня U_m переходной характеристики; время установления τ_y , отсчитываемое от уровня 0,1 до момента уменьшения осцилляции до заданного уровня; величина выброса δ .

Время нарастания — основной параметр канала вертикального отклонения осциллографа при исследовании импульсных сигналов.

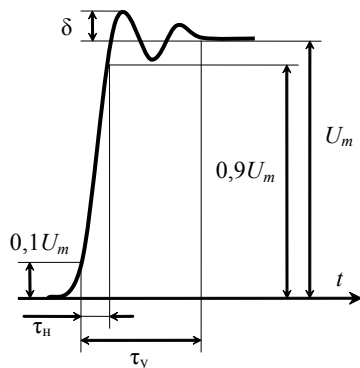


Рис. 2.9. Переходная характеристика осциллографа

Для исследования кратковременных импульсных сигналов необходим осциллограф, имеющий время нарастания не более 0,3 от длительности сигнала τ_n . Учитывая это, рекомендуется верхнюю границу частотного диапазона f_v осциллографа определять по формуле $f_v = 2/\tau_n$.

Полоса пропускания ΔF осциллографа связана со временем нарастания τ_n соотношением $\tau_n(\text{нс}) = 350/\Delta F(\text{МГц})$. Очевидно, что чем больше полоса пропускания ΔF и меньше время нарастания τ_n , тем лучше. Это позволяет наблюдать сигналы большей частоты на экране осциллографа без искажения формы.

Глава 3

Методы и средства формирования сигналов

В практике эксплуатации ТКС часто возникает необходимость исследовать реакцию какого-либо устройства или системы при воздействии на его вход сигнала, имеющего заданные характеристики. В качестве источников таких сигналов используют измерительные генераторы.

В общем случае измерительный генератор (ИГ) представляет собой источник электрических сигналов заданной формы, частоту и амплитуду которых можно изменять в широких пределах и отсчитывать с заданной точностью.

От обычных генераторов ИГ отличаются рядом дополнительных возможностей: возможностью совместной работы с другими электронными средствами, возможностью точной установки и регулировки в широких пределах выходных параметров, возможностью контролировать параметры выходных сигналов с помощью измерительных устройств.

ИГ могут быть разделены на следующие группы: генераторы гармонических (синусоидальных) сигналов (Г3 и Г4), генераторы импульсов (Г5), генераторы шумовых сигналов (Г2), генераторы сигналов специальной формы (Г6). Кроме этих основных групп ИГ, следует выделить ИГ цифровых сигналов, обеспечивающих формирование импульсных двухуровневых сигналов для испытания логических устройств ТКС. Например, генераторы псевдослучайных последовательностей (Т2), генераторы кодовых комбинаций (Т3). Такие ИГ называют также генераторами со сложным видом выходной последовательности импульсов.

В зависимости от диапазона генерируемых частот ИГ разделяются на инфранизкочастотные (0,01...20 Гц), низкочастотные (20 Гц...300 кГц), высокочастотные (300 кГц...300 МГц), сверхвысокочастотные с коаксиальным выходом (300 МГц и выше) и с волноводным выходом (свыше 6 ГГц), оптические генераторы.

По виду используемой модуляции ИГ могут быть с амплитудной модуляцией (*АМ*), частотной модуляцией (*FM*), амплитудно-импульсной модуляцией (*АТ*), частотно-импульсной модуляцией (*FT*), однополосной модуляцией (*SM*), фазово-импульсной модуляцией (*ψT*).

Уровень выходной мощности ИГ может быть калиброванным или некалиброванным. В первом случае ИГ называют генератором стандартных сигналов (ГСС), а во втором — генератором сигналов (ГС).

Совокупность нормированных метрологических характеристик генераторов принято разделять на три группы: частотные характеристики, характеристики выходного уровня сигнала и характеристики формы сигнала. В качестве примера ниже приведены некоторые характеристики из этих групп:

- диапазон частот;
- погрешность установки частоты сигнала;
- нестабильность частоты сигнала;
- погрешность установки уровня мощности;
- нестабильность уровня мощности;
- погрешность установки длительности импульса;
- искажение формы импульса;
- погрешность установки коэффициента модуляции;
- коэффициент гармоник и др.

Метрологические характеристики ИГ принято определять через классы точности. Обозначение класса точности состоит из условных обозначений трех основных параметров (частота F , напряжение U или мощность P , параметр модуляции M) и численного значения предела допустимой основной погрешности по параметру. Например, условное обозначение $F_1 U_5 M_{10}$ означает, что предел допустимой основной погрешности по частоте составляет 1 %, по выходному напряжению — 5 %, по коэффициенту модуляции — 10 %.

3.1. Измерительные генераторы сигналов низкой частоты

Как указывалось выше, ИГ сигналов низких частот охватывают диапазон 20 Гц...300 кГц. Указанные генераторы широко используют при испытаниях и настройке узлов радиоэлектронной аппаратуры, для модуляции сигналов высокочастотных ИГ, градуировки измерительных приборов и т. п.

Обобщенная структурная схема низкочастотного ИГ, выходным сигналом которого является немодулированный синусоидальный сигнал, показана на рис. 3.1.

Основным узлом низкочастотного ИГ является перестраиваемый задающий генератор, который вырабатывает сигнал синусоидальной формы низкой частоты. В качестве задающих используют хорошо известные RC -генераторы, генераторы, работающие по методу биений, а также LC -генераторы.

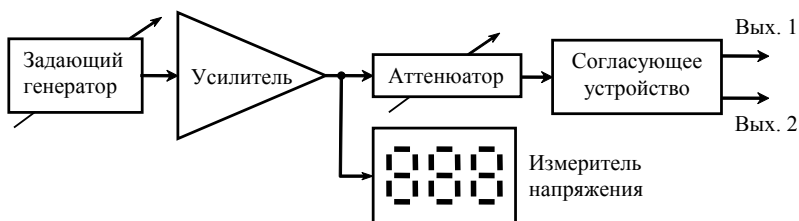


Рис. 3.1. Структурная схема низкочастотного ИГ

Усилитель, включенный после задающего генератора, обеспечивает усиление напряжения и мощности генерируемых синусоидальных колебаний. К тому же он развязывает задающий генератор от нагрузки.

Измеритель напряжения включается перед выходным устройством. Напряжение на выходе ИГ определяется по показанию вольтметра, умноженному на коэффициент, отсчитываемый по шкале аттенюатора выходного устройства.

Аттенюатор обеспечивает контролируемое ослабление сигнала, поступающего от усилителя. Аттенюатор собирается обычно из Т- или П-образных звеньев на резисторах. Особенностью аттенюаторов является независимость входного и выходного сопротивлений от частоты. Градуировка аттенюаторов проводится обычно в условиях, соответствующих предельному значению шкалы измерительного прибора, и при включенной стандартной нагрузке.

В качестве согласующих устройств в ИГ низкой частоты обычно используют согласующие трансформаторы. Они обеспечивают согласование выходного сопротивления ИГ с сопротивлением нагрузки. Выходные зажимы согласующего трансформатора позволяют получать как симметричные, так и несимметричные выходные сигналы, а также два одинаковых по амплитуде и противоположных по фазе выходных напряжения.

Некоторые ИГ низкой частоты не имеют согласующих трансформаторов. Они, как правило, рассчитаны для работы на нагрузку 600 Ом.

Наряду с рассмотренными низкочастотными аналоговыми ИГ все большее распространение получают цифровые ИГ низкой частоты.

Цифровые низкочастотные ИГ характеризуются высокими метрологическими характеристиками, удобством эксплуатации, наглядностью индикации, хорошей возможностью перестройки по заданной программе, хорошим взаимодействием с цифровыми средствами обработки информации.

Действие цифровых ИГ основано на принципе формирования числового кода с последующим преобразованием его в аналоговый гармонический сигнал. Последний аппроксимируется функцией, моделируемой с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Самый простой вид аппроксимации — ступенчатая, заключающаяся в представлении (замене) гармонического колебания напряжением ступенчатой формы, весьма мало отличающейся от синусоидальной кривой.

При ступенчатой аппроксимации аппроксимируемое гармоническое напряжение $u(t) = U_m \sin \omega t$ дискретизируется по времени (равномерная дискретизация с шагом Δt), и в интервале, разделяющем два соседних момента времени t_i и t_{i+1} , заменяют синусоидальное колебание напряжением постоянного тока — ступенькой, высота которой равна значению аппроксимируемого напряжения в момент t_i , т. е. $u(t_i) = U_m \sin \omega t_i$. В результате такой замены вместо кривой синусоидальной формы получается ступенчатая линия, изображенная на рис. 3.2.

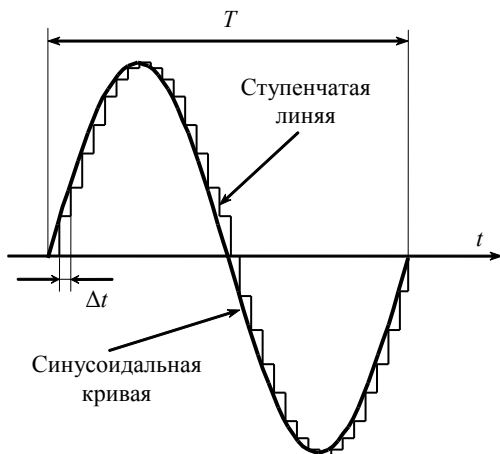


Рис. 3.2. Ступенчатая аппроксимация

При имеющемся периоде T гармонического колебания число ступенек p , приходящихся на один период, определяется шагом дискре-

тизации: $p = T/\Delta t$. Если же число ступенек задано, то изменение шага дискретизации приводит к изменению периода формируемого напряжения, поскольку $T = p\Delta t$.

Учитывая, что $t_i = i\Delta t$, уравнение ступенчатой кривой можно представить в виде $u(i\Delta t) = U_m \sin(i\omega\Delta t)$ или с учетом значения p и соотношения $\omega = 2\pi/T$ записать как $u(i\Delta t) = U_m \sin(i2\pi/p)$.

Кроме того, ступенчатая кривая тем точнее приближается по форме к синусоиде (уменьшается погрешность аппроксимации), чем больше выбрано ступеней p . Когда это число достаточно велико, сформированное ступенчатое напряжение можно рассматривать как низкочастотное синусоидальное напряжение, искаженное в небольшой степени высокочастотной аддитивной помехой.

Разложение в ряд Фурье показывает, что ближайшей высшей гармоникой к гармонике основной частоты будет составляющая с номером $p - 1$, следующей — гармоника номера $p + 1$, затем гармоники номеров $2p - 1$ и $2p + 1$ и т. д. Такие соотношения между основной и высшими гармониками позволяют осуществить высококачественную фильтрацию, резко ослабляющую высшие гармоники, т. е. получить синусоидальное напряжение, характеризуемое очень малым коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник).

Упрощенная структурная схема цифрового генератора, формирующего ступенчатую кривую, приведена на рис. 3.3.

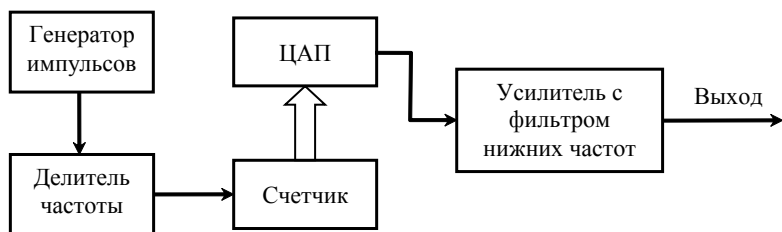


Рис. 3.3. Структурная схема цифрового ИГ

Импульсный кварцевый генератор вырабатывает периодическую последовательность коротких импульсов с периодом следования T .

На выходе делителя частоты с регулируемым коэффициентом деления g получается последовательность импульсов с периодом следования $\Delta t = gT$, задающим шаг дискретизации. Импульсы поступают в счетчик емкостью p . Кодовая комбинация, определяемая числом i импульсов, накопленных в счетчике, передается в схему ЦАП. Последний вырабатывает напряжение, соответствующее числу i ,

т.е. $u(i\Delta t) = U_m \sin(i2\pi/p)$. Таким образом формируются p ступенек аппроксимируемой кривой. После накопления p импульсов счетчик переполняется и сбрасывается в нуль. С приходом $(p + 1)$ -го импульса начинается формирование нового периода ступенчатой кривой.

Частоту формируемого колебания при фиксированном числе ступенек p регулируют, изменяя шаг дискретизации Δt , что достигается изменением коэффициента деления g делителя частоты.

3.2. Измерительные генераторы сигналов высокой частоты

ИГ высокой частоты (ИГВЧ) предназначены для генерации немодулированных или модулированных синусоидальных измерительных сигналов в диапазоне частот 300 кГц...300 МГц. ИГВЧ в основном предназначены для исследования и настройки радиоприемных и радиопередающих устройств (включая телевизионную аппаратуру), поэтому их часто называют генераторами радиочастотного диапазона.

ИГВЧ выпускаются как в виде ГС, так и ГСС. ГС имеют большую среднюю выходную мощность (до 3 Вт), и их используют для питания измерительных передающих антенн и других мощных устройств. ГСС, как правило, это маломощные генераторы с низким калиброванным уровнем выходного сигнала, применяющиеся при испытаниях и настройке узлов радиоаппаратуры. ГСС характеризуются высокой стабильностью частоты и амплитуды выходного сигнала, малым коэффициентом нелинейных искажений. Эти параметры могут изменяться в широких пределах и фиксируются с нормированной погрешностью.

Рассмотрим, в качестве примера, обобщенную структурную схему ИГВЧ с амплитудной модуляцией, приведенную на рис. 3.4.

Задающий генератор определяет основные параметры и характеристики ИГВЧ, в том числе стабильность частоты и амплитуды выходного сигнала, а также спектральную «чистоту» сигнала. Задающий генератор, как правило, строят на базе широкополосного усилителя, охваченного цепью отрицательной обратной связи. Весь частотный диапазон задающего генератора разбит на ряд поддиапазонов.

Усилитель-модулятор с переменным коэффициентом усиления играет роль буферного каскада, повышающего стабильность частоты, и одновременно служит амплитудным модулятором. Модулирующий сигнал создается либо внутренним генератором, либо поступает извне в соответствии с положением ключа K .

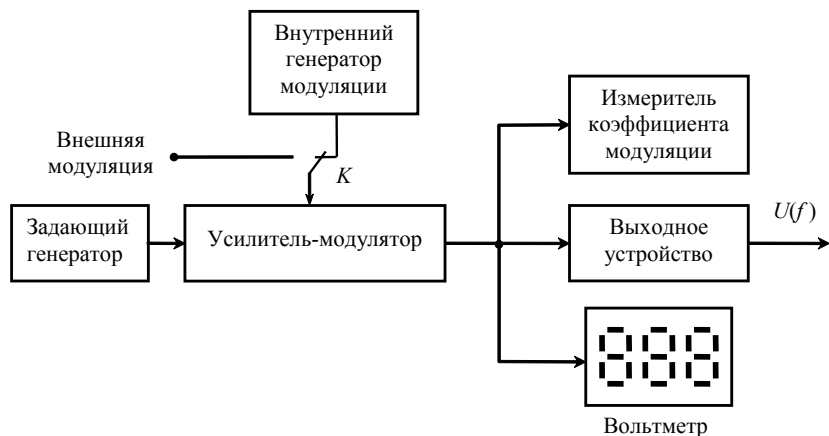


Рис. 3.4. Обобщенная структурная схема ИГВЧ

В общем случае различные виды модуляции генерируемых сигналов реализуются, как правило, в различных узлах схемы. В рассматриваемом генераторе амплитудная модуляция осуществляется в усилителе-модуляторе. Частотная модуляция, как правило, осуществляется в задающем генераторе (к колебательному контуру подключается варикап), импульсная модуляция происходит в выходном усилителе.

Выходное устройство представляет собой систему калиброванных аттенюаторов, обеспечивающих широкое изменение уровня выходного напряжения. Поскольку измерение малых уровней напряжения затруднительно, то о значении выходного сигнала судят по показанию вольтметра, включенного на входе аттенюаторов, и известному коэффициенту ослабления, вносимому аттенюаторами.

3.3. Измерительные генераторы сигналов сверхвысокой частоты

ИГ сверхвысоких частот (ИГСВЧ) предназначены для работы в диапазоне частот 300 МГц...40 ГГц и используются для исследований, настройки и испытаний аппаратуры радиорелейной, тропосферной и космической связи с различными видами модуляции.

Для ИГСВЧ характерно однодиапазонное построение с небольшим перекрытием по частоте (около октавы). Некалиброванная выходная мощность ИГСВЧ — несколько ватт, а калиброванная мощ-

ность — достигает нескольких микроватт. Шкалы калиброванных аттенуаторов ИГСВЧ градуируют в [дБ], а у ГСС — в [дБ] и [мкВт].

В зависимости от типа выходного разъема ИГСВЧ подразделяют на генераторы с коаксиальным и волноводным выходом. Особенностями ИГСВЧ с волноводным выходом являются относительная простота электронной части схемы и сложность механических узлов приборов.

Упрощенная структурная схема ИГСВЧ включает собственно задающий СВЧ-генератор, модуляционный блок, измеритель мощности, частотомер, калиброванный аттенуатор и согласующее устройство (рис. 3.5).

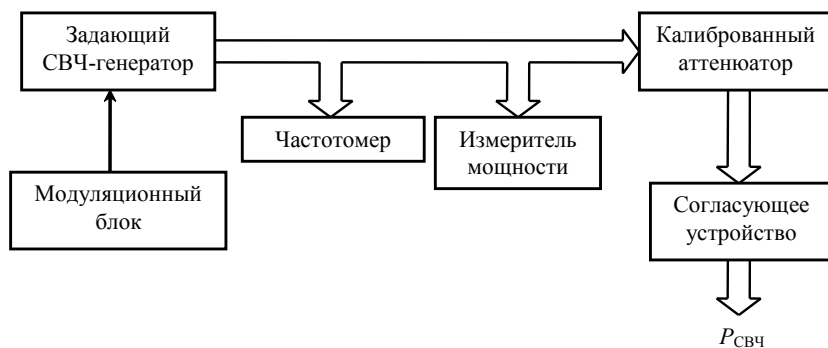


Рис. 3.5. Структурная схема ИГСВЧ

Задающий СВЧ-генератор может быть выполнен с использованием как электровакуумных приборов (клистрон, лампа бегущей волны, магнетрон), так и различных полупроводниковых приборов (лавинно-пролетные диоды, диоды Ганна, туннельные диоды, диоды с накоплением заряда, СВЧ-транзисторы). Каждый из названных электронных приборов имеет свои области применения, преимущества и недостатки. ИГСВЧ на электровакуумных приборах имеют достаточно громоздкую конструкцию, но позволяют получить наибольшую выходную мощность. ИГСВЧ на полупроводниковых приборах отличаются простотой конструкции, высокой надежностью, малыми габаритами [8].

Стабильность частоты ИГСВЧ определяется стабильностью параметров объемных резонаторов, а также электрическим и температурным режимом активных элементов.

В диапазоне СВЧ используют различные виды модуляции. Как правило, амплитудная модуляция осуществляется синусоидальным

или импульсным сигналом, а модуляция по частоте — синусоидальным и пилообразным сигналами. Источник внутренней модуляции образуется в модуляционном блоке. Заметим, что модуляция несущей путем изменения режима работы задающего генератора обычно связана с появлением паразитной модуляции. Например, амплитудная модуляция приводит к паразитной частотной, поэтому в современных ИГСВЧ амплитудную модуляцию осуществляют на выходе прибора

Мощность генерируемых СВЧ колебаний регулируется калиброванным аттенуатором, в котором обычно используется явление затухания сигнала в так называемом предельном волноводе. В качестве аттенуатора СВЧ используют также полупроводниковые $p-i-n$ -диоды, в которых под действием управляющего тока мощность СВЧ-сигнала шунтируется пропорционально значению управляющего тока.

Выходное сопротивление генератора согласуется с нагрузкой с помощью согласующего устройства, в качестве которого обычно используют ферритовый вентиль.

В СВЧ-диапазоне уровень выходного сигнала оценивают именно по мощности, а не по напряжению или току, так как мощность является величиной постоянной в любом сечении тракта СВЧ и поэтому позволяет оценить уровень сигнала более точно. Измеритель мощности обычно состоит из термисторной головки и электронного вольтметра.

В ИГСВЧ необходима тщательная экранировка как всего устройства, так и его отдельных узлов, поскольку утечка мощности с ростом частоты возрастает. Провода питания выполняют в виде коаксиальных кабелей со специальным наполнением, хорошо поглощающим энергию СВЧ. Повышенные требования предъявляют и к источникам питания, так как активные элементы СВЧ диапазона чувствительны к нестабильности питающих напряжений.

3.4. Измерительные генераторы шумовых сигналов

Шумовым сигналом называется совокупность одновременно существующих электрических колебаний, частоты и амплитуды которых носят случайный характер. Типичным примером шумового сигнала являются электрические флуктуации. В изменении мгновенных значений этих флуктуационных напряжений, как правило, невозможно проследить какую-либо закономерность, но в то же время такие сигналы обладают определенными вероятностными характеристиками

(закон распределения мгновенных значений, среднеквадратическое значение напряжений и др.)

ИГ шумовых сигналов (ИГШС) вырабатывают флуктуационные напряжения с определенными (заданными) вероятностными характеристиками.

ИГШС применяют при оценке качества функционирования, технического состояния и для измерения параметров различных объектов. При этом ИГШС могут использоваться:

- в качестве источников флуктуационных помех при исследовании предельной чувствительности радиоприемных и усилительных устройств;
- в качестве имитаторов полного сигнала многоканальной аппаратуры связи;
- для измерения коэффициента шума и исследования помехоустойчивости различных радиоэлектронных систем и их узлов.

К ИГШС предъявляют следующие требования:

- равномерность спектральной плотности мощности в заданной полосе частот;
- малая нестабильность выходного напряжения (мощности) шума с течением времени, при изменении внешних условий и различных влияющих величин;
- широкие пределы регулировки выходного напряжения (мощности) шума.

Основным узлом схемы ИГШС является задающий генератор (рис. 3.6). Его сигналы должны иметь равномерную спектральную плотность мощности по всей требуемой полосе (теоретически — это белый шум). В задающем генераторе используются физические явления, при которых возникают достаточно интенсивные шумы со статическими характеристиками и параметрами, поддающимися достаточно несложному математическому анализу.

В качестве образцового источника шума может служить нагретый проволочный резистор, действующее значение напряжения на котором рассчитывается по известной формуле:

$$U^2 = 4kTR\Delta f,$$

где k — постоянная Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град;

T — абсолютная температура резистора;

R — сопротивление резистора;

Δf — полоса пропускания.

Конструктивно резистор выполняется в виде вольфрамовой спирали, намотанной на керамический каркас, температура которой поддерживается постоянной.

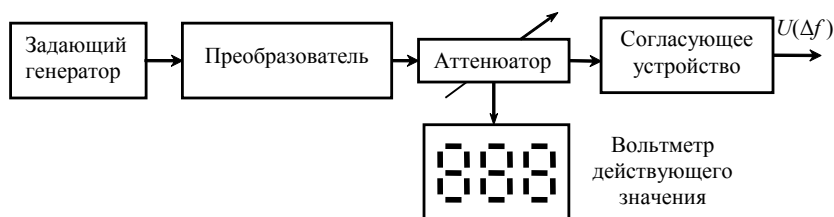


Рис. 3.6. Структурная схема ИГШС

К источникам тепловой шумовой мощности относится и болометрический генератор. Болометр представляет собой вакуумный стеклянный баллон, внутри которого натянута вольфрамовая нить. Источники теплового шума используются в качестве образцовых генераторов шумовых напряжений, так как расчетные данные хорошо совпадают с практическими результатами. В шумовых генераторах применяются также фотоэлектронные умножители, газоразрядные трубки, шумовые диоды и т. п.

В качестве источника шума могут использоваться генераторы псевдослучайных последовательностей. Псевдослучайные последовательности достаточно просто формируются с помощью цифровых логических схем и имеют характеристики, близкие к характеристикам случайных сигналов. Случайные псевдопоследовательности чисел с заданными свойствами можно реализовать также и программными средствами.

В качестве преобразователей спектра в ИГШС применяются усилители, фильтры, ограничители, генераторы перестраиваемой частоты — в зависимости от того, какое преобразование шума требуется.

Так, применив в качестве преобразователя фильтр с определенным коэффициентом передачи, можно получить из генератора белого шума генератор стационарного случайного процесса со спектральной плотностью мощности, изменяющейся по заданному закону в определенном диапазоне частот. Основным элементом выходного устройства генератора служит калиброванный аттенюатор, обеспечивающий одинаковый коэффициент деления мощности по всей полосе частот шума. Для контроля уровня выходного сигнала в схему генератора встраивается вольтметр действующего значения.

Низкочастотные ИГШС работают в диапазоне 20 Гц...10 МГц и вырабатывают мощность до 5 Вт. Сверхвысокочастотные ИГШС имеют верхнюю частоту рабочего диапазона до 37 ГГц и выполняются однодиапазонными с малым перекрытием по частоте.

3.5. Измерительные генераторы импульсных сигналов

ИГ импульсных сигналов (ИГИС) являются источниками импульсов различной формы, длительности, частоты следования и амплитуды. Широкое применение находят ИГИС периодических последовательностей прямоугольных импульсов.

Обычно прямоугольные импульсы характеризуются следующими параметрами (рис. 3.7): амплитудным значением U_m и напряжением спада вершины $U_{сп}$, которое обычно не превышает $0,05 U_m$; длительностью фронта нарастания $t_{фн}$ — интервал времени, в течение которого мгновенное значение вырастает от 0,1 до 0,9 амплитудного U_m (0,1...0,2 от всей длительности импульса); $t_{фсп}$ — длительностью фронта спада — время спада напряжения от 0,9 до 0,1 U_m (это время составляет 0,2...0,3 ширины всего импульса). Естественно, что главный параметр импульса — длительность.

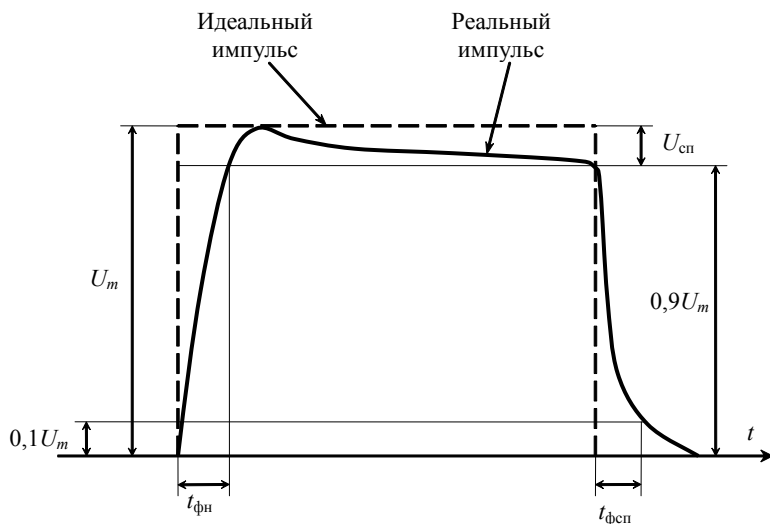


Рис. 3.7. Параметры прямоугольного импульса

Реальная форма импульса несколько отличается от прямоугольной, как это видно на рис. 3.7. Однако эти отклонения не должны превышать параметры, указанные в технической документации.

Большинство генераторов прямоугольных импульсов строят по типовой структурной схеме, в которой осуществляется последовательное формирование параметров импульсов. Упрощенная структурная схема импульсного генератора и временные диаграммы работы ИГИС показаны на рис. 3.8.

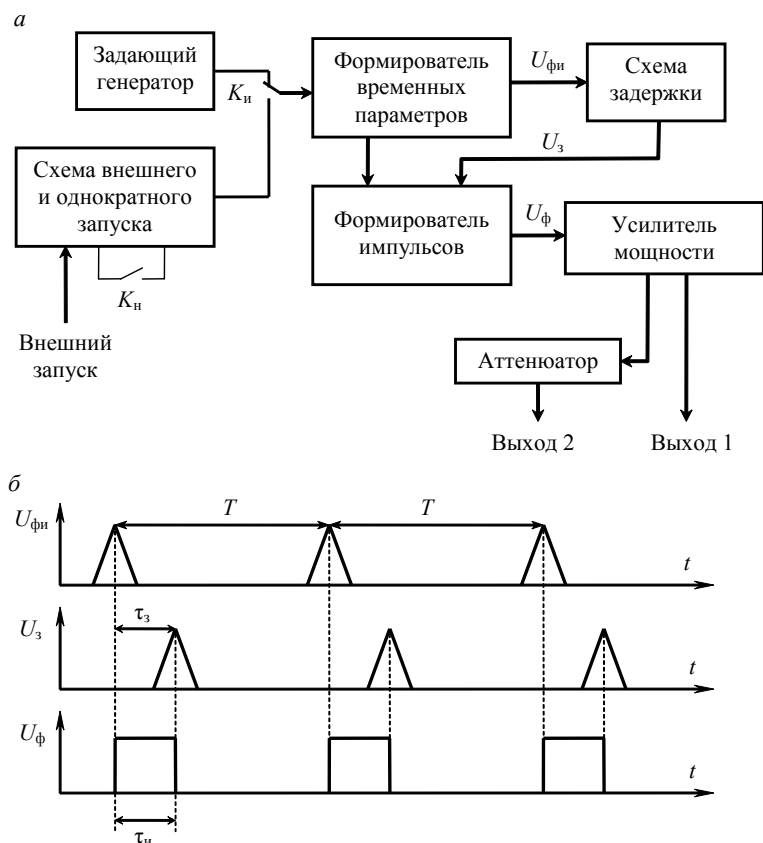


Рис. 3.8. Измерительный генератор импульсных сигналов:
а — структурная схема; б — временные диаграммы

Задающий генератор обеспечивает работу в режиме внутреннего запуска и определяет частоту повторения основных импульсов $f = 1/T$.

Формирователь временных параметров вырабатывает вспомогательные импульсы $U_{\text{фи}}$ и может работать в режиме запуска от задающего генератора или в режиме внешнего запуска, в зависимости от положения ключа $K_{\text{и}}$. Схема задержки создает временной сдвиг вспомогательного импульса U_3 на плавно изменяемый интервал τ_3 , поэтому длительность основных импульсов $U_{\text{ф}}$, вырабатываемых формирователем импульсов, определяется как $\tau_3 = \tau_{\text{и}}$. В некоторых случаях необходимо генерировать импульсные сигналы синхронно с внешними запускающими импульсами. В этом случае ИГИС переводят в режим внешнего запуска с помощью ключа $K_{\text{и}}$, отключая задающий генератор. При этом режиме возможен и однократный (ручной) пуск, который осуществляется нажатием кнопки $K_{\text{и}}$.

Усилитель мощности обеспечивает необходимый уровень мощности импульсов на выходе 1, а аттенюатор позволяет изменять амплитуду генерируемых импульсов на выходе 2.

Классы точности импульсных генераторов устанавливаются отдельно по амплитуде, частоте следования и длительности импульса. Кроме того, в документации указываются $t_{\text{фи}}$ и $t_{\text{фсп}}$. Классы точности по амплитудному значению устанавливаются как приведенная погрешность, а по остальным параметрам — как относительная погрешность от измеряемой величины. Причем погрешности установки временных параметров в среднем достигают нескольких процентов.

3.6. Синтезаторы частот

К современным высококачественным ИГ предъявляются очень высокие требования по стабильности генерируемой частоты сигнала и его фазе.

Для создания стабильного по частоте и фазе сигнала используют кварцевые генераторы. Долговременная нестабильность частоты выходного сигнала связана со старением элементов и составляет для кварцевых генераторов около 10^{-6} . Еще лучшую стабильность частоты (нестабильность порядка 10^{-12}) обеспечивают квантомеханические стандарты частоты, действие которых основано на использовании электромагнитного излучения атомов определенного химического элемента при переходе их из одного энергетического состояния в другое. На этой основе созданы водородные, цезиевые и рубидиевые генераторы.

Все перечисленные кварцевые генераторы и стандарты частоты обеспечивают формирование высокостабильных сигналов только

на нескольких (порядка трех) значениях частот. При необходимости иметь большой набор генерируемых высокостабильных частот используют синтезаторы частоты.

В современных высококачественных широкодиапазонных ИГ требования высокой стабильности частоты и возможности ее быстрой перестройки являются несовместимыми. Поэтому при разработке синтезаторов частоты переходят к дискретному перекрытию частотного диапазона, при котором допускается генерирование сигналов на любой из множества частот, следующих друг за другом с определенным фиксированным интервалом, называемым шагом дискретной сетки. Синтезаторы частот позволяют получать напряжения фиксированных частот с дискретностью (сеткой частот) до десятых и сотых долей герц.

Основные параметры, характеризующие качество синтезатора частот:

- чистота спектра выходного сигнала (уровень побочных компонентов и уровень шума);
- диапазон перестройки (полоса частот выходного сигнала);
- скорость перестройки;
- частотное разрешение;
- количество генерируемых частот;
- непрерывность фазы выходного сигнала при перестройке.

Наиболее широко используются в синтезаторах частот следующие методы синтеза:

- прямой аналоговый синтез (*Direct Analog Synthesis, DAS*) на основе структуры смеситель/фильтр/делитель, при котором выходная частота получается непосредственно из опорной частоты посредством операций смешения, фильтрации, умножения и деления;
- косвенный синтез на основе фазовой автоматической подстройки частоты (*Phase Locked Loop, PLL*), при котором выходная частота формируется с помощью дополнительного управляемого генератора (чаще всего это генератор, управляемый напряжением, — *Voltage Controlled Oscillator, VCO*), охваченного петлей фазовой автоподстройки частоты;
- прямой цифровой синтез (*Direct Digital Synthesis, DDS*), при котором выходной сигнал синтезируется цифровыми методами;
- гибридный синтез, представляющий собой комбинацию нескольких методов, описанных выше.

Прогресс в области микропроцессорной техники обуславливает все более широкое применение в ИГ синтезаторов частот, построенных с использованием метода прямого цифрового синтеза частоты (*DDS*). Появление микросхем полных *DDS* и удобных средств разработки делает их сегодня особенно привлекательными для применения в технике ТКС.

DDS уникальны своей цифровой определенностью: генерируемые ими сигнал синтезируется со свойственной цифровым системам точностью. Частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени точно известны и подконтрольны. *DDS* практически не подвержены температурному дрейфу и старению. Единственным элементом, который обладает свойственными аналоговым схемам нестабильностями, является ЦАП. Все это является причиной того, что в последнее время *DDS* вытесняют обычные аналоговые синтезаторы частот.

Среди основных преимуществ *DDS*, можно отметить следующие:

- цифровое управление частотой и фазой выходного сигнала;
- очень высокое разрешение по частоте и фазе;
- экстремально быстрый переход на другую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных со временем установления;
- архитектура, основанная на *DDS*, вследствие очень малого шага перестройки по частоте, исключает необходимость применения точной подстройки опорной частоты, а также обеспечивает возможность параметрической температурной компенсации;
- цифровой интерфейс легко позволяет реализовать микроконтроллерное управление.

Частотное разрешение *DDS* составляет сотые и тысячные доли герц при выходной частоте порядка десятков мегагерц. Такое разрешение недостижимо для других методов синтеза. Еще одной характерной особенностью *DDS* является очень высокая скорость перехода на другую частоту. Синтезаторы частот на основе *PLL* используют обратную связь и фильтрацию сигнала ошибки, что замедляет процесс перестройки частоты. Для *DDS* скорость перестройки ограничена практически только быстродействием цифрового управляющего интерфейса. Более того, все перестройки по частоте происходят у *DDS* без разрыва фазы выходного сигнала. Поскольку выходной сигнал синтезируется в цифровом виде, очень просто осуществить модуляцию различных видов.

С процессом дискретизации и цифроаналогового преобразования, который имеет место в *DDS*, связаны и некоторые ограничения:

- максимальная выходная частота не может быть выше половины тактовой (на практике она еще меньше). Это ограничивает частотный диапазон применения *DDS*;
- отдельные побочные компоненты на выходе *DDS* могут быть значительно большими, чем у других методов синтеза. Спектральная чистота выходного сигнала *DDS* сильно зависит от качества ЦАП.

Более подробно с практическими схемами реализации приведенных методов синтеза частот можно ознакомиться в [5].

Глава 4

Исследование сигналов в частотной и временной областях

Измерение частоты и интервалов времени, а также хранение и воспроизведение их единиц лежат в основе многочисленных измерительных задач, решаемых в современных ТКС и устройствах радиотехники. Техническая аппаратура для частотно-временных измерений образует единый комплекс приборов и средств, обеспечивающих возможность проведения измерений с непосредственной их привязкой к Государственному эталону частоты и времени, что предопределяет принципиально высокую точность измерений.

4.1. Общие сведения

К основным параметрам любого гармонического или периодического процесса относится частота или период.

В общем случае частотой называется число идентичных событий, происходящих в единицу времени.

Единица циклической частоты f — герц (Гц) — соответствует одному колебанию за 1 с. Гармонические сигналы характеризуют также угловой (круговой) частотой $\omega = 2\pi f$, выражаемой в [рад/с].

Периодом T любого периодического сигнала называется наименьший интервал времени, через который регулярно и последовательно повторяется произвольно выбранное мгновенное значение этого сигнала.

Известно, что частота f и период колебания T связаны формулой $f = 1/T$. Поскольку эти две физические величины неразрывно связаны, измерение одной величины можно заменить другой.

Частота f электромагнитных колебаний однозначно связана не только с периодом колебания T , но и с длиной однородной плоской волны в вакууме λ : $f = c/\lambda$, где $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме.

Теоретически измерения частоты, времени и длины волны равноценны, но практически в большинстве случаев измеряют частоты, реже — интервалы времени. Длина волны λ при необходимости легко вычисляется, а на сверхвысоких частотах и измеряется.

Диапазон частот сигналов, используемых в технических средствах различного назначения в ТКС и подлежащих измерению, простирается от долей герца до тысяч гигагерц. В настоящее время спектр частот, применяемых в ТКС, упорядочен. Этот спектр разбит на девять полос, внутри которых частоты изменяются в 10 раз (табл. 4.1), где № — номер полосы в соответствии с Госстандартом.

Таблица 4.1

Разделение частот по полосам

| № | Диапазон частот | Диапазон волн |
|----|------------------------------------|--------------------------------------|
| 4 | 3...30 кГц, очень низкие, ОНЧ | 100...10 км, мириаметровый, СДВ |
| 5 | 30...300 кГц, низкие, НЧ | 10...1 км, километровый, ДВ |
| 6 | 300...3000 кГц, средние, СЧ | 1000...100 м, гектометровый, СВ |
| 7 | 3...30 МГц, высокие, ВЧ | 100...10 м, декаметровый, КВ |
| 8 | 30...300 МГц, очень высокие, ОВЧ | 10...1 м, метровый, УКВ |
| 9 | 300...3000 МГц, ультравысокие, УВЧ | 100...10 см, дециметровый, ДЦМВ |
| 10 | 3...30 ГГц, сверхвысокие, СВЧ | 10...1 см, сантиметровый, СМВ |
| 11 | 30...300 ГГц, крайне высокие, КВЧ | 10...1 мм, миллиметровый, ММВ |
| 12 | 300...3000 ГГц, гипервысокие, ГВЧ | 1...0,1 мм, децимиллиметровый, ДЦММВ |

Приборы для измерения частоты и времени относят к группе, обозначаемой буквой «Ч», и по виду делят на следующие группы:

- Ч1 — стандарты частоты и времени;
- Ч2 — частотомеры резонансные;
- Ч3 — частотомеры электронно-счетные;
- Ч5 — синхронизаторы и преобразователи частоты;
- Ч6 — синтезаторы частоты, делители и усилители частоты;
- Ч7 — приемники сигналов эталонных частот и времени, компараторы частотные, фазовые, временные и синхрометры;
- Ч8 — преобразователи частоты в другие величины.

Наибольшее распространение в настоящее время получили следующие методы измерения частоты и временных интервалов: метод дискретного счета, метод сравнения (гетеродинный), резонансный и некоторые другие.

4.2. Цифровые методы измерения частоты и времени

Измерение частоты цифровым методом (методом дискретного счета) реализовано в цифровых (электронно-счетных) частотомерах (ЭСЧ). Принцип действия ЭСЧ основан на измерении частоты в соответствии с ее определением, т. е. на счете числа импульсов за определенный интервал времени.

ЭСЧ удобны в эксплуатации, имеют широкий диапазон измеряемых частот (от нескольких герц до сотен мегагерц) и позволяют получить результат измерения с высокой точностью (относительная погрешность измерения частоты $10^{-6} \dots 10^{-9}$).

ЭСЧ являются многофункциональными приборами. В зависимости от режима их работы можно проводить измерение не только частоты и отношения двух частот, но и интервалов времени (периода следования периодических сигналов и интервала, заданного временным положением двух импульсов).

4.2.1. Цифровой частотомер

Принцип измерения частоты гармонического сигнала цифровым методом поясняет рис. 4.1, где приведены временные диаграммы работы ЭСЧ (рис. 4.1, *а*) и соответствующая упрощенная структурная схема ЭСЧ в режиме измерения частоты (рис. 4.1, *б*).

Исследуемый гармонический сигнал $u(t)$, имеющий частоту f_x , подается на входное устройство, обеспечивающее усиление или ослабление его до значения, требуемого для работы последующих устройств частотомера, и фильтрацию исследуемого сигнала.

Формирующее устройство формирует последовательность коротких импульсов $U_{\text{фн}}$ (счетных импульсов), следующих с периодом $T_x = 1/f_x$ и связанных с исследуемым сигналом $u(t)$ моментом появления так, что передние фронты этих импульсов практически совпадают с моментами перехода исследуемого сигнала $u(t)$ через нулевое значение на оси времени с положительной производной.

Устройство формирования и управления формирует прямоугольный импульс $U_{\text{уфн}}$ калиброванной длительности $\Delta t_{\text{кв}}$ (строб-импульс), полученный путем деления частоты опорного генератора и определяющий время измерения. В качестве опорного генератора, как правило, используется высокостабильный термостатированный кварцевый генератор частотой 1 или 5 МГц.

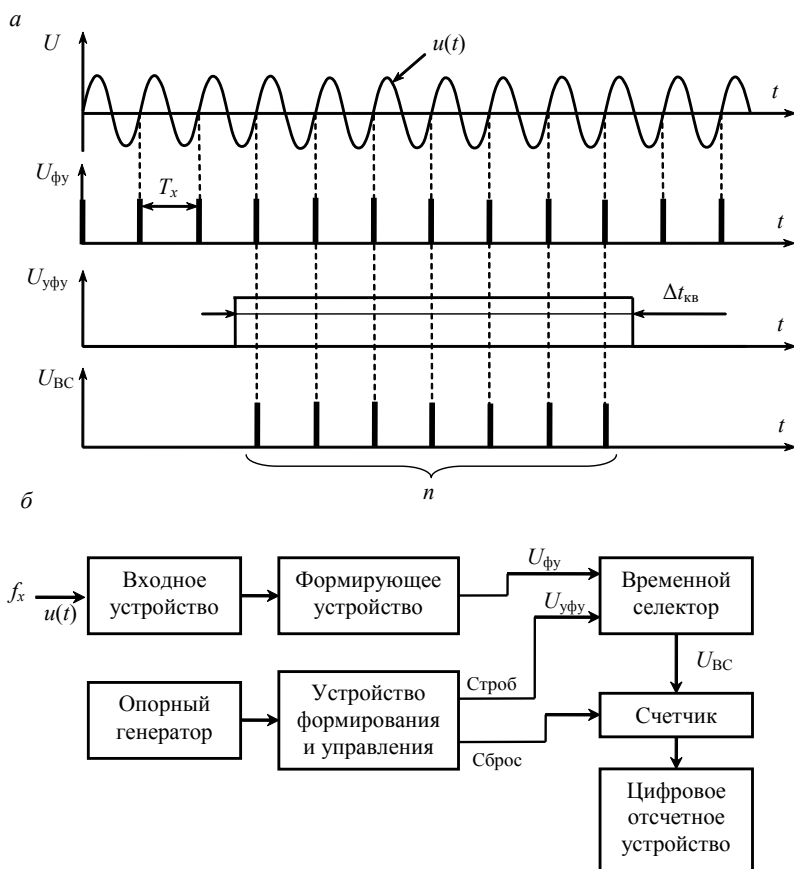


Рис. 4.1. Электронно-счетный частотомер:

 a — временные диаграммы работы; $б$ — структурная схема

Временной селектор открывается строб-импульсом $U_{\text{уфy}}$ и в течение его длительности $\Delta t_{\text{кв}}$ пропускает группу (пакет) импульсов $U_{\text{фy}}$ на вход счетчика. В результате на счетчик поступает пакет из n импульсов.

Счетчик обеспечивает подсчет и запоминание числа импульсов, прошедших через временной селектор за время строб-импульса. Информация со счетчика поступает на цифровое отсчетное устройство, на котором появляется информация в единицах частоты. Перед началом нового цикла измерений необходимо подготовить счетчик, сбросив показания прошлого цикла. Это делается через цепь сброса от устройства формирования и управления.

Взаимосвязь между длительностью строб-импульса $\Delta t_{\text{кв}}$ и числом счетных импульсов (с точностью до одного периода T_x) определяет-ся выражением

$$\Delta t_{\text{кв}} = n T_x = n/f_x,$$

откуда

$$f_x = n/\Delta t_{\text{кв}} = n \cdot 10^\alpha.$$

При $\alpha = 0$ число n соответствует измеряемой частоте f_x в герцах, при $\alpha = 3$ число n соответствует измеряемой частоте f_x в килогерцах, при $\alpha = 6$ число n соответствует измеряемой частоте f_x в мегагерцах и т.д. Таким образом, измеряемая частота f_x равна числу импульсов n , пропущенных временным селектором, умноженных на коэффициент 10^α , определяющий единицу измерения частоты и количество значащих цифр при отсчете.

Погрешность измерения частот при использовании метода дискретного счета имеет две основных составляющих. Первая составляющая — это погрешность формирования образцового интервала времени $\Delta t_{\text{кв}}$, в течение которого временной селектор пропускает импульсы, т.е. проводится измерение. Эта погрешность в основном определяется погрешностью меры, т.е. относительной нестабильностью частоты опорного кварцевого генератора равной $\delta_{\text{кв}} = 10^{-7} \dots 10^{-9}$.

Второй составляющей погрешности измерения частоты является погрешность, определяемая взаимным расположением интервального и счетных импульсов, называемая погрешностью дискретизации, равная одному периоду δ_d :

$$\delta_d = \frac{1}{n} = \frac{1}{f_x \cdot \Delta t_{\text{кв}}}.$$

Таким образом, общее выражение для определения относительной погрешности запишется в следующем виде:

$$\delta_f = \delta_{\text{кв}} + \delta_d = \delta_{\text{кв}} + \frac{1}{f_x \cdot \Delta t_{\text{кв}}}.$$

Как видно из приведенных формул, погрешность дискретизации уменьшается с увеличением измеряемой частоты f_x и интервала $\Delta t_{\text{кв}}$. Но с увеличением $\Delta t_{\text{кв}}$ уменьшается быстродействие ЭСЧ. В реаль-

ных приборах максимальное время измерения, определяемое Δt_{KB} , ограничивается значением 10 с, поэтому при измерении достаточно низких частот применение рассматриваемого метода неэффективно.

4.2.2. Цифровой измеритель периода сигнала

Принцип измерения периода гармонического сигнала цифровым методом поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 4.2. Из исследуемого сигнала $u(t)$ формируются короткие импульсы $U_{\text{фy}}$, а затем прямоугольный импульс $U_{\text{уфy}}$ (строб-импульс) с длительностью T_x , равной периоду колебания исследуемого сигнала $u(t)$. Строб-импульс заполняется определенным числом m счетных импульсов U_{KB} . Длительность интервала T_x с точностью до одного периода счетных импульсов T_{KB} можно представить как

$$T_x = m T_{\text{KB}} = m/f_{\text{KB}} = m \cdot 10^\alpha. \quad (4.1)$$

При $\alpha = 0$ число m соответствует измеряемому периоду в секундах, при $\alpha = 3$ число m соответствует измеряемому периоду в миллисекундах,

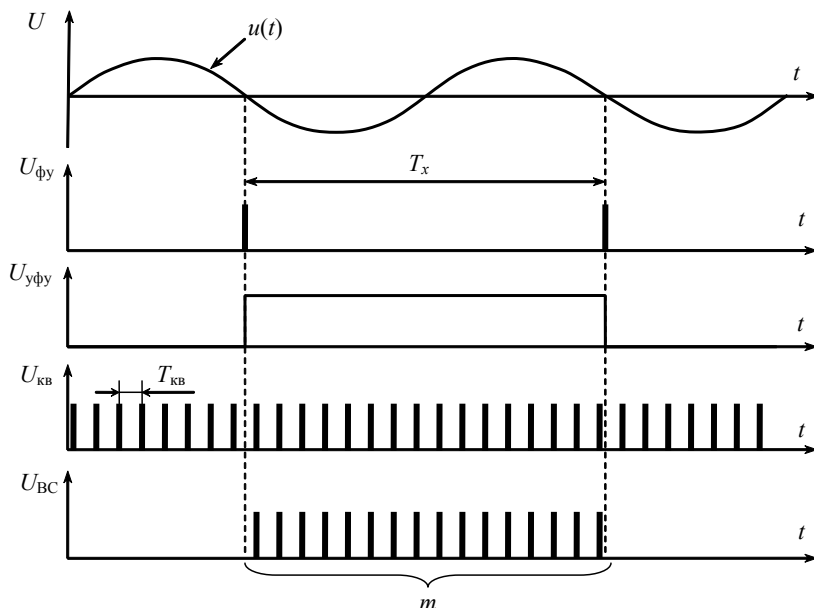


Рис. 4.2. Временные диаграммы при измерении периода

при $\alpha = 6$ число m соответствует измеряемому периоду в микросекундах и т. д. Таким образом, измеряемый период T_x равен числу импульсов m , умноженных на коэффициент 10^α , определяющий единицу измерения периода и количество значащих цифр при отсчете.

Алгоритм (4.1) реализуется структурной схемой, приведенной на рис. 4.3. Исследуемый сигнал $u(t)$ поступает через входное устройство в формирователь коротких импульсов $U_{фy}$, которые в устройстве формирования и управления формируют прямоугольный строб-импульс $U_{уфy}$ с длительностью, равной периоду колебаний T_x исследуемого сигнала $u(t)$. Этот строб подается на временной селектор и определяет время его открытого состояния. На другой вход временного селектора поступают счетные импульсы $U_{кв}$ с опорного кварцевого генератора. Число этих импульсов m , совпадающих по времени со стробом, фиксируется в счетчике импульсов и индицируется цифровым отсчетным устройством.

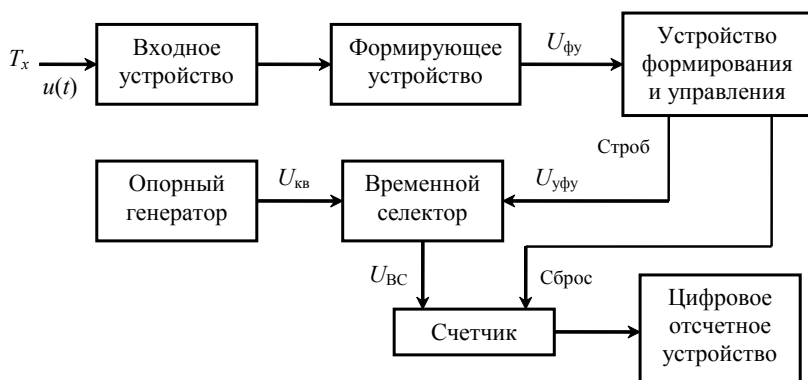


Рис. 4.3. Структурная схема измерителя периода колебаний

Погрешность измерения периода колебаний рассмотренным устройством состоит из двух составляющих, образуемых аналоговой и цифровой частями устройства.

Цифровая составляющая, как и при измерении частоты, определяется относительной нестабильностью частоты опорного генератора $\delta_{кв}$ и погрешностью дискретности δ_d . Погрешность дискретности измерения периода колебаний:

$$\delta_d = \frac{1}{m} = \frac{1}{f_{кв} \cdot T_x}.$$

Тогда относительная погрешность измерения периода, вносимая цифровой частью устройства:

$$\delta_{T_x} = \delta_{\text{кв}} + \delta_{\text{д}} = \delta_{\text{кв}} + \frac{1}{f_{\text{кв}} \cdot T_x}. \quad (4.2)$$

Из этой формулы видно, что погрешность дискретности уменьшается с увеличением измеряемой величины — периода колебаний. Сравнивая выражения (4.1) и (4.2), можно заметить, что для уменьшения погрешности дискретности при исследовании высокочастотных сигналов следует измерять частоту, а для низкочастотных сигналов — измерять период колебания.

Вторая составляющая погрешности цифрового измерителя периода колебаний возникает при формировании из входного сигнала импульса, определяющего измеряемую величину T_x . Причиной является нестабильность срабатывания порогового устройства, формирующего строб-импульс, а также помехи и шумы, присутствующие в исследуемом сигнале.

Схемы устройств, приведенных на рис. 4.1, б и на рис. 4.3, содержат одинаковые функциональные узлы, поэтому реализуются, как правило, в одном измерительном приборе. В этом случае в измерительном приборе предусматривается два входных канала: канал «А» — для измерения частоты f_x исследуемого сигнала; канал «Б» — для измерения периода T_x исследуемого сигнала. Кроме рассмотренных режимов, ЭСЧ могут работать в режиме измерения отношения частот и режиме измерения интервалов времени.

Так, в режиме измерения интервалов времени (длительности импульсов, временных сдвигов между импульсами и др.) на каждом входе ЭСЧ включаются пороговые устройства, срабатывающие под воздействием входных импульсов и управляющие работой формирователя временных интервалов. Длительность сигнала на выходе формирователя равна временному интервалу между соответствующими фронтами входных импульсов с положительными или отрицательными переходами через нулевой уровень.

4.3. Методы сравнения частот

Метод сравнения частот основан на сравнении частоты исследуемого сигнала с частотой известного источника. Для реализации рассматриваемого метода необходимо иметь генератор сигнала образцовой частоты и устройство сравнения частот, с помощью которого можно определить равенство или кратность частот сравниваемых сигналов.

4.3.1. Осциллографический метод сравнения частот

В качестве устройства сравнения частот в данном методе используется осциллограф с отключенной разверткой, при этом измерительную информацию получают с экрана осциллографа по изображению интерференционных фигур (фигур Лиссажу). Схема проведения измерений приведена на рис. 4.4.

Измеряемый сигнал f_x подают на вход КВО, а сигнал образцового генератора известной частоты f_0 — на вход КГО. Плавным изменением частоты образцового генератора f_0 добиваются получения на экране осциллографа устойчивого изображения фигуры Лиссажу. При этом отношение частот сравниваемых сигналов определяют путем подсчета числа пересечений фигуры Лиссажу с вертикальной осью n_y и горизонтальной осью n_x на экране осциллографа:

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{n_x}{n_y},$$

откуда измеряемая частота

$$f_x = \frac{n_x}{n_y} f_0.$$

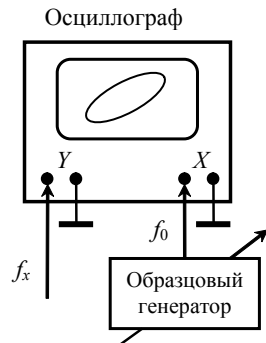


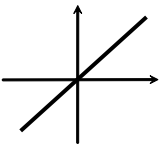
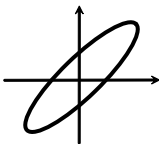
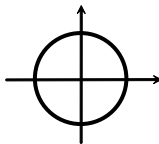
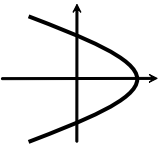
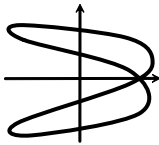
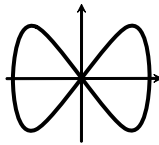
Рис. 4.4.
Осциллографический метод сравнения

Примеры простейших фигур Лиссажу приведены в табл. 4.2. При проведении измерений рекомендуется стремиться к получению простейшей интерференционной фигуры — эллипса, для которой $f_x = f_0$.

Частотный диапазон измеряемых сигналов определяется частотной характеристикой осциллографа, а погрешности измерений определяются стабильностью частоты образцового генератора и погрешностью отсчета f_0 .

Таблица 4.2

Простейшие фигуры Лиссажу

| Отношение частот | Сдвиг фаз | | |
|------------------|---|---|---|
| | 0 | $\pi/4$ | $\pi/2$ |
| 1:1 |  |  |  |
| 1:2 |  |  |  |

Напомним, что измерение частоты с помощью осциллографа можно также проводить с использованием калиброванной развертки и масштабной сетки на экране осциллографа, как описано в п. 2.6.1.

4.3.2. Гетеродинный метод сравнения частот

Схема, реализующая гетеродинный метод сравнения частот, приведена на рис. 4.5. В качестве образцового источника частоты f_0 используется перестраиваемый генератор (гетеродин), а в качестве устройства сравнения частот f_0 и f_x — нелинейный смеситель. На выходе смесителя образуется сигнал со сложным спектром, содержащим основные частоты f_0 и f_x , их гармоники nf_0 , mf_x и комбинационные частоты, образованные суммами и разностями всех имеющихся частот. Из всех этих частот путем фильтрации выделяются разностные частоты $nf_0 - mf_x$.

В зависимости от вида применяемого окончного индикатора возможны различные способы сравнения.

Одним из распространенных способов сравнения является способ нулевых биений. При использовании этого способа сравнения с выхода смесителя с помощью фильтра низких частот выделяется сигнал с самой низкой частотой F_6 , называемой частотой биений, равной разности сравниваемых частот: $F_6 = |f_0 - f_x|$. Если частоты f_0 и f_x равны друг другу, то $F_6 = 0$, поэтому данный способ сравнения называют способом нулевых биений.

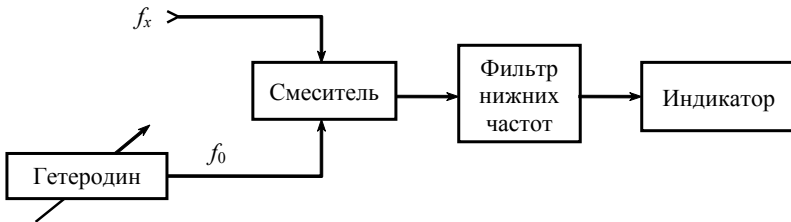


Рис. 4.5. Структурная схема реализации гетеродинного метода

В качестве индикатора частоты биений на практике используют головной телефон. Если плавно изменять образцовую частоту f_0 , то, начиная со значения разностной частоты $F_6 \approx 16$ кГц, в телефоне будет слышен тон, понижающийся по мере приближения частоты f_0 к измеряемой частоте f_x (рис. 4.6). Однако определить момент, когда $f_0 = f_x$, по отсутствию тона в телефоне нельзя, поскольку человеческое ухо не реагирует на частоты ниже 20 Гц. Поэтому на частотах $f_1 < f_0 < f_2$ образуется зона молчания. Продолжая изменять частоту f_0 в том же направлении, что и ранее, в точке $f_0 = f_2$ в телефоне снова будет слышан тон биений. Частоту f_x можно вычислить методом «вилки»:

$$f_x = \frac{f_2 + f_1}{2}.$$

Как видно из рис. 4.6, при значении частоты биений $F_6 > 16$ кГц также наступает зона молчания.

Повышения точности установления равенства сравниваемых частот можно достичь, заменив телефон миллиамперметром магнитоэлектрической системы. Колебания стрелки прибора магнитоэлектрической системы становятся заметными при частоте менее 10 Гц, а при $f_0 = f_x$ стрелка останавливается на нуле.

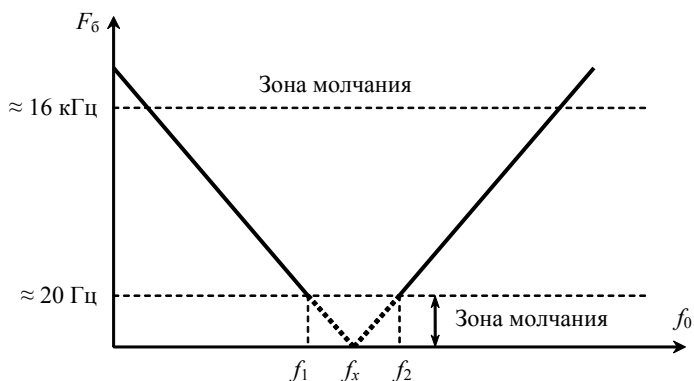


Рис. 4.6. Соотношение частот в методе нулевых биений

Погрешность измерения частоты методом сравнения складывается из погрешности образцовой частоты (гетеродина) и погрешности сравнения. Для уменьшения погрешности в ряде случаев в качестве генератора образцовой частоты f_0 применяют синтезаторы частоты, а при инженерно-технических измерениях для этого обычно используют измерительные генераторы.

4.3.3. Резонансный метод сравнения частот

Резонансный метод основан на явлении электрического резонанса и используется, как правило, на высоких, ультравысоких и сверхвысоких частотах. Сущность резонансного метода состоит в сравнении измеряемой частоты f_x с собственной резонансной частотой f_p градуированного колебательного контура или резонатора.

Основными элементами структурной схемы (рис. 4.7) являются колебательная система, элементы связи с источником электромагнитных колебаний и индикатором, органы настройки колебательной системы и индикатор. Конструкция колебательной системы зависит от диапазона измеряемых частот. На частотах 50 кГц...200 МГц используют контуры с сосредоточенными параметрами.

Упрощенная схема резонансного частотомера с сосредоточенными параметрами показана на рис. 4.8.

Исследуемое напряжение через катушку связи подводится к колебательному контуру, состоящему из конденсатора C и сменной катушки L . Колебательный контур настраивается в резонанс с частотой

исследуемого сигнала. В момент наступления резонанса измеряемая частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

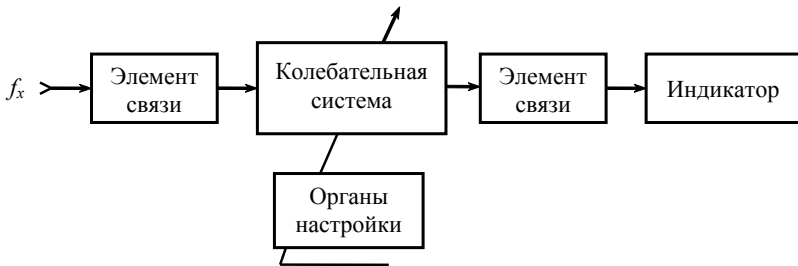


Рис. 4.7. Обобщенная структурная схема измерителя частоты резонансным методом

Момент настройки контура в резонанс определяется по максимуму показаний индикатора. Значение частоты отсчитывается непосредственно с градуированной шкалы механизма настройки колебательного контура. Использование сменных катушек индуктивности L позволяет обеспечить перекрытие широкого диапазона частот. В качестве индикатора обычно применяется детекторный измерительный прибор или электронный вольтметр с большим входным сопротивлением.

При измерении на сверхвысоких частотах используют колебательные системы с распределенными параметрами. В зависимости от диапазона измеряемых частот колебательный контур выполняется либо в виде отрезка коаксиальной линии, либо в виде объемного резонатора. Коаксиальная линия настраивается в резонанс изменением длины ее внутреннего проводника, объемный резонатор — изменением его объема.

В настоящее время используют различные схемы резонансных частотомеров с распределенными параметрами: полуволновый резонансный частотомер; четвертьволновый резонансный частотомер; резонансный частотомер с нагруженной линией; резонансный частотомер с объемным резонатором и др. [8].

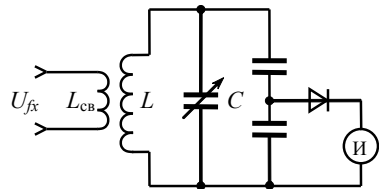


Рис. 4.8. Схема резонансного частотомера на элементах с сосредоточенными параметрами

В качестве примера на рис. 4.9 приведено схематическое устройство коаксиального четвертьволнового резонансного частотомера.

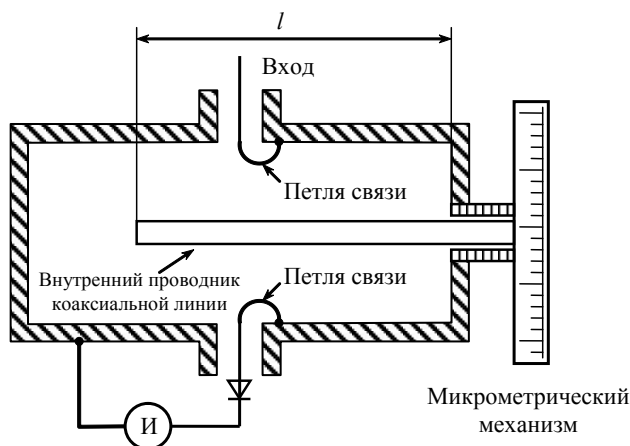


Рис. 4.9. Четвертьволновый коаксиальный резонансный частотомер

Частотомер имеет колебательную систему, выполненную в виде разомкнутого отрезка коаксиальной линии. Настройка колебательного контура осуществляется изменением длины l внутреннего проводника коаксиальной линии с помощью микрометрического механизма. Резонанс наступает, когда длина внутреннего проводника l равна нечетному числу четвертей длин волн измеряемого сигнала: $l \approx (2n + 1)\lambda/4$, где n — целое число.

Измерением длины внутреннего проводника при двух соседних резонансах можно найти значение половины длины волны: $\lambda/2 = l_2 - l_1$. Измеряемая частота f_x вычисляется по формуле $f_x = c/\lambda$, где c — скорость распространения электромагнитных колебаний в вакууме.

Резонансные частотомеры с объемными резонаторами имеют резонансную систему в виде замкнутой полости, ограниченной металлическими стенками. В полости образуются стоячие волны электромагнитного поля, длина которых определяется типом возбужденной волны и геометрическими размерами полости. Для настройки объемного резонатора его объем изменяется перемещением поршня либо введением в полость металлического стержня.

При включении резонансных частотомеров в СВЧ-тракт возможны два вида схем включения: поглощающая (оконечная, реактивная)

с индикацией настройки по минимуму (рис. 4.10) и проходная с индикацией настройки по максимуму (рис. 4.11).

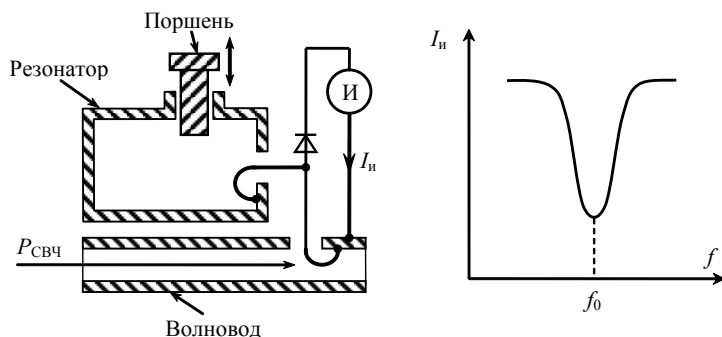


Рис. 4.10. Резонансный частотомер с объемным резонатором с индикацией по минимуму:

а — схема; *б* — частотная характеристика

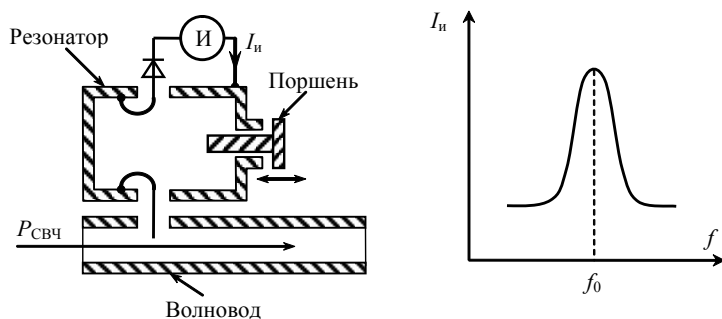


Рис. 4.11. Резонансный частотомер с объемным резонатором с индикацией по максимуму:

а — схема; *б* — частотная характеристика

Частотомер с поглощающей схемой включения имеет только один элемент связи — входной, а индикатор, как и частотомер, включен в линию передачи СВЧ-сигнала. Пока контур частотомера не настроен в резонанс с частотой исследуемого сигнала, показания индикатора максимальны, а при настройке часть энергии поля поглощается и показания индикатора уменьшаются. Такую схему обычно используют при измерении частоты маломощных источников СВЧ.

Для реализации проходной схемы резонатор должен иметь обязательно два элемента связи: входной для связи с СВЧ-трактом и вы-

ходной для связи с индикатором. Момент настройки в резонанс определяется в данном случае по максимальному показанию индикатора. Проходная схема используется, как правило, для измерения частоты генераторов большой мощности.

Источниками погрешности измерения частоты резонансным методом являются неточность фиксации резонанса, погрешности из-за влияний условий измерения (температура, влажность и др.), погрешности механизма настройки и др. Резонансные частотомеры обеспечивают погрешность измерения порядка 0,01...0,5 %.

4.4. Измерение разности фаз

Одним из основных параметров гармонического колебания, определяющих состояние колебательного процесса в любой заданный момент времени, является фаза колебания. Наряду с фазой одного колебания представляет интерес и соотношение фаз двух колебаний. В этом случае говорят о разности фаз (фазовом сдвиге), которая определяет взаимодействие двух колебаний. Необходимость в измерении фаз и разности фаз возникает при исследовании фильтров, усилителей, снятии фазочастотной характеристики узлов ТКС и т. п.

Для гармонического сигнала $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ фаза определяется аргументом $\omega t + \varphi$ синусоидальной функции, где φ — начальная фаза колебания.

Разностью фаз $\Delta\varphi$ двух гармонических сигналов одинаковой частоты $u_1(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$ называется модуль разности их начальных фаз:

$$\Delta\varphi = \omega t + \varphi_1 - (\omega t + \varphi_2) = |\varphi_1 - \varphi_2|.$$

Если начальные фазы колебаний φ_1 и φ_2 остаются неизменными, то разность фаз $\Delta\varphi$ не зависит от времени и начала отсчета.

Для двух гармонических колебаний с разными частотами $u_1(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ и $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$ разность фаз между ними зависит от частоты:

$$\Delta\varphi = \omega_1 t + \varphi_1 - (\omega_2 t + \varphi_2) = (\omega_1 - \omega_2)t + |\varphi_1 - \varphi_2|.$$

Явление зависимости фазового сдвига от частоты $\Delta\varphi(\omega)$ негативно проявляется при прохождении многочастотного широкополосного

сигнала через канал связи (четыреполюсник). Форма сигнала на выходе канала связи не совпадает с формой на входе, так как разные частотные составляющие запаздывают на разное время.

Для характеристики каналов связи используется понятие группового времени запаздывания $t_{гвз}$, которое определяется как первая производная от разности фаз (от фазочастотной характеристики) по круговой частоте:

$$t_{гвз} = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}. \quad (4.3)$$

Из (4.3) следует, что $t_{гвз}$ характеризуется наклоном фазочастотной характеристики.

Для негармонических колебаний под разностью фаз понимают фазовый сдвиг между первыми гармониками.

Для измерения разности фаз применяют различные методы измерений: компенсационные, осциллографические, преобразования разности фаз во временной интервал, цифровой (дискретного счета) и некоторые другие.

Приборы для измерения разности фаз, реализующие перечисленные способы (кроме осциллографических), представлены аналоговыми и цифровыми фазометрами, обеспечивающими измерения в диапазоне от инфразвуковых до высоких частот.

4.4.1. Компенсационный метод измерения разности фаз

Компенсационный метод измерения разности фаз основан на сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым сдвигом в образцовом фазовращателе. В состав компенсационного фазометра входят следующие узлы: коммутатор, образцовый (калиброванный) фазовращатель, установочный (вспомогательный) фазовращатель и индикатор сдвига фаз.

Структурная схема компенсационного фазометра для случая, когда в качестве индикатора сдвига фаз используется осциллограф, приведена на рис. 4.12.

С помощью коммутатора напряжение $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$ сначала подают на оба входа Y и X осциллографа. Указатель образцового фазовращателя устанавливают на нуль и, используя установочный фазовращатель в измерительной цепи канала Y , устраняют собственный

фазовый сдвиг. В момент компенсации фазового сдвига на экране осциллографа наблюдается прямая линия.

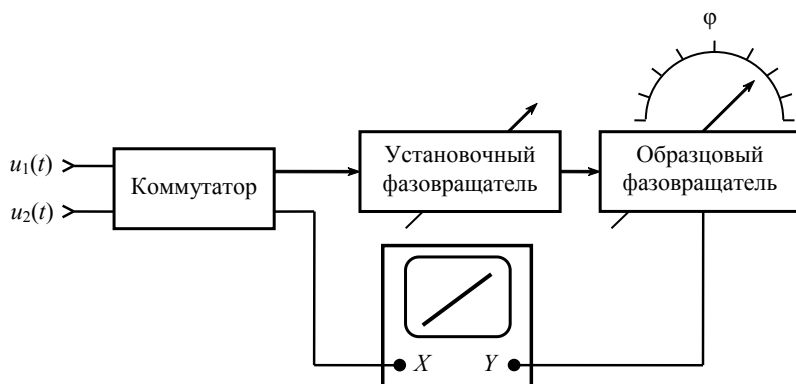


Рис. 4.12. Структурная схема компенсационного фазометра

Затем с помощью коммутатора напряжение $u_1(t)$ подают в канал Y , а напряжение $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ — в канал X . С помощью образцового фазовращателя на экране осциллографа вновь устанавливается осциллограмма в виде прямой линии. Измеряемая разность фаз $\Delta\varphi$ отсчитывается по показанию образцового фазовращателя.

Типы фазовращателей, используемых в компенсационных фазометрах, подробно рассмотрены в [5, 9].

Точность измерения компенсационным методом достаточно высокая. Погрешность измерения определяется в основном качеством градуировки шкалы образцового фазовращателя и достигает $0,1 \dots 0,2^\circ$.

4.4.2. Осциллографические методы измерения разности фаз

Осциллографический метод нашел наибольшее распространение при использовании линейной и синусоидальной развертки осциллографа. Используют также способ круговой развертки.

Метод линейной развертки реализуется при наблюдении на экране осциллографа одновременно двух исследуемых сигналов (рис. 4.13). Для этого используются двухлучевые или двухканальные осциллографы. В том и другом вариантах горизонтальные развертки осциллографов должны быть синхронизированы одним из исследуемых сигналов.

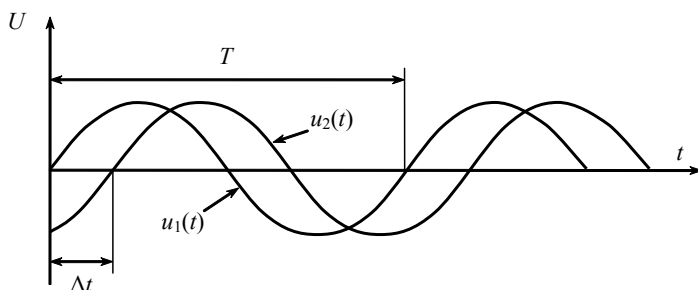


Рис. 4.13. Осциллограммы фазового сдвига при линейной развертке

Фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ на рис. 4.13 виден в виде задержки сигнала $u_2(t)$ относительно сигнала $u_1(t)$ на временной интервал Δt . Разность фаз сигналов в радианах вычисляется по формуле

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta t}{T},$$

или (в градусах)

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta t}{T} 360^\circ. \quad (4.4)$$

Временные отрезки Δt и T измеряются по осциллограмме с помощью масштабной сетки, нанесенной на экране осциллографа (см. п. 2.6.1).

При данном методе погрешность измерения фазового сдвига $\Delta\varphi$ близка к $\pm 5...7^\circ$ и вызвана нелинейностью развертки, неточностью замера интервалов Δt и T , а также ошибками определения положения оси времени.

При измерении разности фаз способом синусоидальной развертки используется однолучевой осциллограф при выключенном генераторе развертки. В каналы вертикального и горизонтального отклонения осциллографа подаются соответственно напряжения $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ и $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$.

Фазовый сдвиг между исследуемыми сигналами отсчитывается по осциллограмме на экране осциллографа в форме эллипса (рис. 4.14), уравнение которого записывается в виде

$$y = \frac{b}{a}(x \cos \varphi + \sqrt{a^2 - x^2} \sin \varphi), \quad (4.5)$$

где b, a — амплитуды отклонения луча в вертикальном и горизонтальном направлениях соответственно.

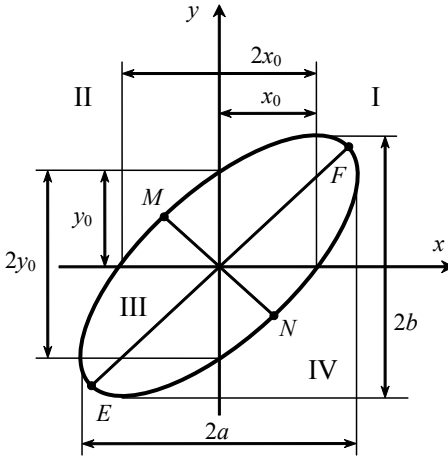


Рис. 4.14. Осциллограмма фазового сдвига при синусоидальной развертке

В зависимости от разности фаз $\Delta\varphi$ между сигналами $u_1(t)$ и $u_2(t)$ форма и наклон эллипса будут изменяться.

Из осциллограммы, представленной на рис. 4.14, и уравнения эллипса (4.5) следует, что при $x = 0$ получается вертикальный отрезок $y_0 = b \sin \Delta\varphi$, а при $y = 0$ — горизонтальный отрезок $x_0 = a \sin \Delta\varphi$.

Если перед измерением обеспечить равенство максимальных отклонений по горизонтали и вертикали, т. е. обеспечить условие $a = b$, то

$$\sin \Delta\varphi = \pm (2y_0/2b) = \pm (2x_0/2a),$$

откуда

$$\Delta\varphi = \pm \arcsin (2y_0/2b) = \pm \arcsin (2x_0/2a). \quad (4.6)$$

Таким образом, для вычисления разности фаз $\Delta\varphi$ достаточно по осциллограмме определить значения отрезков $2x_0$ ($2y_0$), $2a$ ($2b$) и подставить в выражение (4.6).

Иногда удобнее измерять не отрезки $2x_0$ ($2y_0$), $2a$ ($2b$), а диагонали эллипса MN и EF (см. рис. 4.14). В этом случае разность фаз $\Delta\varphi$ определяется следующим выражением:

$$\Delta\varphi = 2 \arctg (MN/EF).$$

Однако, как следует из формулы (4.6), значение фазового сдвига $\Delta\varphi$ не получается однозначным. Это значение определяется положением большей оси эллипса на плоскости осей координат (табл. 4.3).

Таблица 4.3

Значения фазового сдвига

| Фазовый сдвиг | Положение большей оси эллипса в квадрантах плоскости |
|---|---|
| $0^\circ < \Delta\varphi < 90^\circ$ $270^\circ < \Delta\varphi < 360^\circ$ | I и III |
| $90^\circ < \Delta\varphi < 180^\circ$ $180^\circ < \Delta\varphi < 270^\circ$ | II и IV |
| $\Delta\varphi = 90^\circ$ $\Delta\varphi = 270^\circ$ | Совпадает с осями координат |

Для устранения указанной неоднозначности необходимо в один из каналов отклонения осциллографа ввести одноканальный фазовый сдвиг 90° . Действительный фазовый сдвиг определяется с учетом положения большей оси эллипса после введения дополнительного сдвига. Например, при расположении большей оси эллипса в первом и третьем квадрантах имеется неопределенность: сдвиг $\Delta\varphi$ равен 45° или 315° . Если после введения дополнительного сдвига $\Delta\varphi = 90^\circ$ большая ось эллипса осталась в тех же квадрантах, то $\Delta\varphi = 315^\circ$, а если переместилась во второй и четвертый квадранты, то $\Delta\varphi = 45^\circ$.

Погрешность измерения фазового сдвига между двумя синусоидальными сигналами методом эллипса составляет $\pm 2...5^\circ$ и зависит от точности измерения длин отрезков, входящих в выражение (4.6), и точности фокусировки луча на экране осциллографа. Эти причины оказывают тем большее влияние, чем ближе измеряемый сдвиг фаз $\Delta\varphi$ к нулю или к 90° . Возможна также систематическая погрешность измерения из-за наличия различного фазового сдвига, создаваемого усилителями каналов вертикального и горизонтального отклонения лучей.

4.4.3. Метод преобразования разности фаз во временной интервал

Упрощенная структурная схема, реализующая рассматриваемый метод, приведена на рис. 4.15, а временные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы, — на рис. 4.16.

Формирующие устройства вырабатывают из входных сигналов $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$ и $u_2(t) = U_{m2} \sin (\omega t + \varphi)$ двуполярные прямоугольные импульсы $U_{\Phi 1}$ и $U_{\Phi 2}$, длительность которых равна периоду сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$, а фронты импульсов совпадают с моментами перехода указанных сигналов через нуль.



Рис. 4.15. Схема реализации метода преобразования фазового сдвига во временной интервал

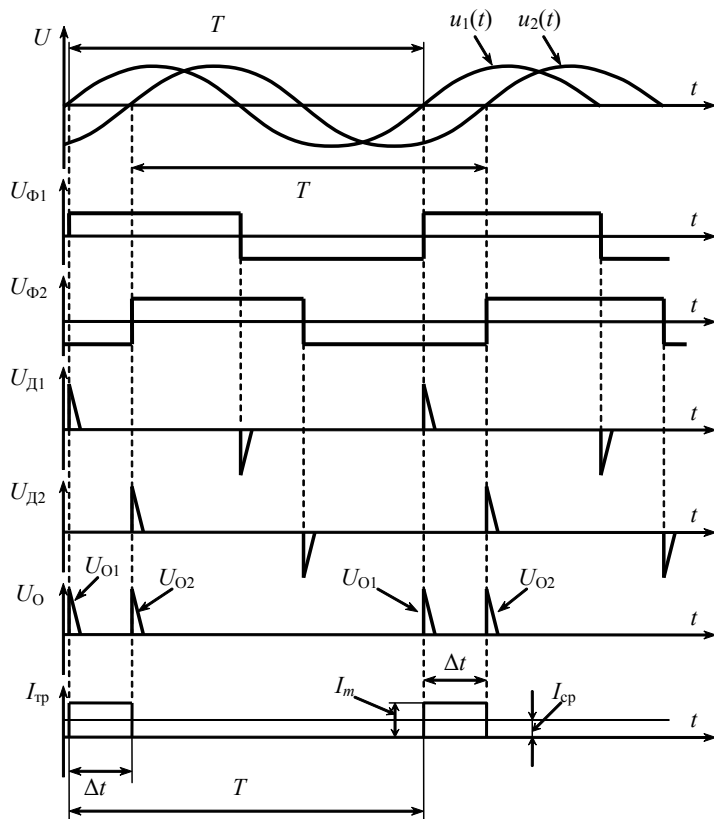


Рис. 4.16. Временные диаграммы метода преобразования фазового сдвига во временной интервал

В дифференцирующих цепях прямоугольные импульсы дифференцируются, полученные короткие импульсы $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$ точно соответствуют моментам переходов через нуль исходных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$.

Для прямого измерения разности фаз отрицательные импульсы ограничивают с помощью ограничителей, а положительные используют для управления триггером. Положительный импульс первого канала U_{O1} открывает триггер, а положительный импульс второго канала U_{O2} сбрасывает триггер. В результате на выходе триггера вырабатываются импульсы постоянной амплитуды I_m , длительность которых Δt равна фазовому сдвигу $\Delta\varphi$.

Среднее значение тока I_{cp} на выходе триггера линейно зависит от разности фаз выходных сигналов:

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t} I_m dt = I_m \frac{\Delta t}{T},$$

откуда с учетом (4.4) и того, что амплитуда I_m постоянна, получаем

$$I_{cp} = I_m \frac{\Delta\varphi}{360^\circ}, \text{ или } \Delta\varphi = \frac{360^\circ}{I_m} I_{cp} = k I_{cp}.$$

Таким образом, показание индикатора, включенного в цепь триггера, пропорционально среднему току I_{cp} и, следовательно, разности фаз входных сигналов.

В качестве индикатора обычно применяется электромеханический измерительный механизм магнитоэлектрической системы, реагирующий на среднее значение тока. Измерительную шкалу градуируют, как правило, непосредственно в градусах.

Рассмотренное устройство является фазометром с равномерной (линейной) шкалой. Диапазон его рабочих частот ограничен снизу инерционностью магнитоэлектрического измерительного механизма, а сверху — конечностью длительности фронтов импульсов формирующих устройств, влияющих на четкость работы триггера.

Фазометры рассмотренного типа измеряют разность фаз в диапазоне $20 \dots 10^6$ Гц с погрешностью $\pm 1 \dots 2^\circ$.

4.4.4. Цифровые фазометры

Большинство цифровых фазометров близки по принципу действия к цифровым измерителям интервалов времени и работают по методу дискретного счета. Цифровой метод измерения фазового сдвига, используемый в цифровых фазометрах, включает две основные операции: преобразование фазового сдвига в соответствующий интервал времени; измерение интервала времени методом дискретного счета.

Структурная схема цифрового фазометра среднего значения фазового сдвига приведена на рис. 4.17, а временные диаграммы его работы — на рис. 4.18.

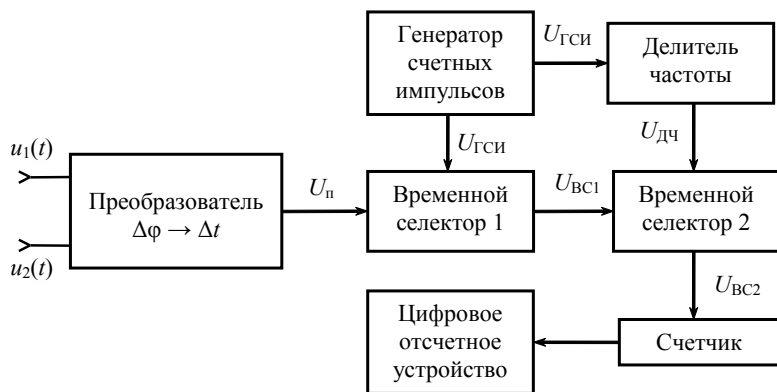


Рис. 4.17. Структурная схема цифрового фазометра среднего значения фазового сдвига

Преобразователь фазового сдвига $\Delta\varphi$ в интервал времени Δt ($\Delta\varphi \rightarrow \Delta t$) из подаваемых на его входы синусоидальных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$, имеющих фазовый сдвиг $\Delta\varphi$, формирует последовательность прямоугольных импульсов U_n (рис. 4.18), имеющих длительность Δt и период повторения T , равные соответственно сдвигу во времени и периоду сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Принцип работы преобразователя $\Delta\varphi \rightarrow \Delta t$ рассмотрен в п. 4.4.3.

Импульсы U_n , а также счетные импульсы, вырабатываемые генератором счетных импульсов, подаются на входы первого временного селектора. Данный селектор открывается на время, равное длительности Δt импульсов U_n . За интервал времени Δt через временной селектор проходит группа из n импульсов: $n = \Delta t / T_{\text{сч}}$.

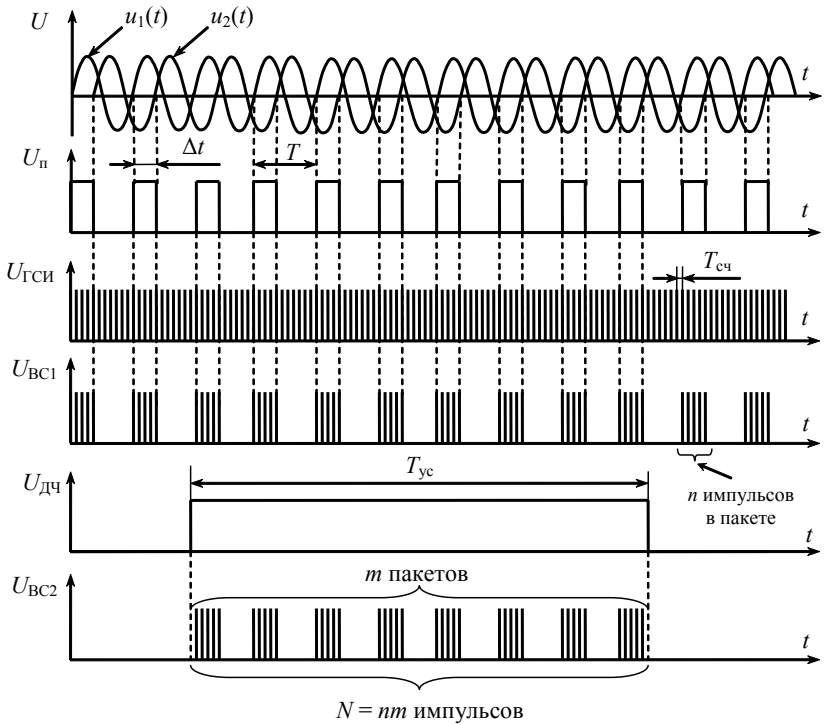


Рис. 4.18. Временные диаграммы работы цифрового фазометра среднего значения фазового сдвига

Для снижения погрешности счета импульсы считываются на интервале времени усреднения T_{yc} , равном m периодам входного сигнала T , т. е. $T_{yc} = mT$. Интервал времени усреднения T_{yc} формируется с помощью делителя частоты генератора счетных импульсов и второго временного селектора. Общее число счетных импульсов N , поступивших на счетчик, составит

$$N = nm = \frac{\Delta t}{T_{сч}} \cdot \frac{T_{yc}}{T}.$$

Используя (4.4), получим

$$N = \frac{T_{yc}}{T_{сч}} \cdot 360^\circ \Delta\varphi, \text{ или } \Delta\varphi = \frac{T_{сч}}{T_{yc}} \cdot 360^\circ N = kN.$$

Погрешность измерения в данном методе определяется погрешностью дискретизации, которая складывается из возможности потери одного счетного импульса в группе и возможности потери части группы в интервале усреднения.

Существенное расширение функциональных возможностей, повышение надежности и некоторых других характеристик фазометров обеспечивается при их построении на основе микропроцессорной системы, работающей совместно с измерительными преобразователями. Такие фазометры позволяют измерять фазовый сдвиг между двумя периодическими сигналами за любой выбранный период, наблюдать флуктуации подобных сдвигов и оценивать их статистические характеристики: математическое ожидание, дисперсию, среднеквадратическое отклонение. Возможно также измерение среднего значения фазового сдвига, как и в рассмотренных выше цифровых фазометрах, выполненное по схемам с жесткой логикой работы.

4.4.5. Измерение группового времени запаздывания

Канал связи (четырёхполосник) не вносит искажений в передаваемый сигнал, если групповое время запаздывания $t_{гвз}$ сохраняется постоянно во всем диапазоне частот сигнала, проходящего через канал связи (четырёхполосник).

Согласно (4.3) групповое время задержки $t_{гвз}$ измеряется путем определения приращения сдвига фаз $\Delta\varphi$ при изменении частоты на малую величину $\Delta\omega$, в пределах которой $t_{гвз}$ остается постоянным. Известно несколько схемных методов измерения $t_{гвз}$, однако наибольшее распространение получил метод Найквиста, согласно которому групповое время запаздывания $t_{гвз}$ на какой-то частоте принимается равным времени распространения огибающей сигнала, полученного при амплитудной модуляции несущего колебания этой частоты колебанием более низкой частоты.

В соответствии с этим методом проводится сравнение фазового сдвига огибающей модулированного по амплитуде сигнала на входе и выходе исследуемого четырёхполосника.

Упрощенная схема, реализующая данный метод, показана на рис. 4.19. Амплитудно-модулированный сигнал (АМ) с модулятора поступает на вход исследуемого четырёхполосника и непосредственно на первый амплитудный детектор. С выхода исследуемого четырёхполосника АМ сигнал подается на второй амплитудный детектор. Огибающие АМ сигналов с выходов амплитудных детекторов пода-

ются на входы фазометра, с помощью которого и измеряется фазовый сдвиг между ними. В соответствии с формулой (4.3) $t_{\text{ГВЗ}} = \Delta\phi/2\pi F$.



Рис. 4.19. Схема измерения группового времени запаздывания методом Найквиста

Значение частоты F низкочастотного генератора, сигнал с выхода которого поступает на модулятор, является фиксированным ($F = \text{const}$) и составляет обычно сотые доли от частоты высокочастотного генератора f , поэтому шкала прибора градуируется в $t_{\text{ГВЗ}}$.

4.5. Измерение фазового дрожания цифрового сигнала

Фазовые дрожания являются специфическим видом искажений, которые возникают в процессе формирования и передачи цифровых сигналов в ТКС.

Фазовым дрожанием (джиттером) называется явление фазовой модуляции принимаемого сигнала. На практике получили распространение два основных подхода к определению джиттера — в терминах фазы и в терминах частоты. Учитывая, что параметры частоты и фазы связаны простым соотношением

$$f = \frac{d\phi}{dt},$$

то оба подхода оказываются эквивалентны.

Подход к описанию джиттера в терминах фазовой нестабильности принимаемого цифрового сигнала является распространен-

ным теоретическим описанием процесса. Распространение этого подхода привело к появлению определений джиттера как фазового дрожания.

В терминах частоты джиттер рассматривается как вариации (изменения) частоты принимаемого сигнала. В этом случае основными параметрами джиттера становятся его амплитуда и частота. Быстрые колебания частоты ($f_{\text{кол}} > 10$ Гц) получили название собственно джиттера или фазового дрожания. Медленные колебания частоты ($f_{\text{кол}} < 10$ Гц) называют вандер или дрейф фазы. Необходимость разделения девиации частоты на джиттер и вандер связана с тем, что эти два параметра обычно возникают вследствие разных причин и по-разному влияют на параметры качества цифровой передачи.

Естественно, вариации фазы связаны с вариациями частоты интегральным соотношением, поэтому оба подхода в этом смысле эквивалентны.

Джиттер цифрового сигнала в цифровых системах передачи возникает по ряду причин. Это, прежде всего, шумы и помехи в линейном тракте цифровых систем передачи, а также искажения цифрового сигнала. Указанные причины приводят к дрожанию фазы стробирующих импульсов, определяющих момент регенерации сигнала, а следовательно, и к дрожанию самого цифрового сигнала, которое накапливается в процессе многократной регенерации сигнала в тракте системы передачи данных.

Установлено, что закон изменения (дрожания) фазы цифрового сигнала является нормальным. В качестве основных характеристик джиттера принято использовать его среднеквадратическое и пиковое значения.

Для измерения малых фазовых дрожаний цифровых сигналов используется метод измерения, основанный на преобразовании фазового сдвига в импульсы, амплитуда которых пропорциональна этому сдвигу.

Структурная схема прибора, реализующего данный метод, приведена на рис. 4.20. Исследуемый сигнал $u(t)$ через входное устройство поступает на устройство управления, обеспечивающее в момент появления передних фронтов импульсов исследуемого сигнала $u(t)$ формирование строб-импульсов $U_{\text{ст}}$, подающихся на коммутатор.

На второй вход коммутатора поступает напряжение треугольной формы $U_{\text{ин}}$ с выхода интегратора. Интегратор управляется сигналом с устройства выделения тактовой частоты, чем обеспечивается стабильность периода напряжения треугольной формы. На выходе коммутатора образуются короткие импульсы $U_{\text{к}}$, модулированные по ам-

плитуде. Амплитуда импульсов пропорциональна фазовому сдвигу (рис 4.21). В нормализаторе длительности происходит расширение импульсов на время, равное, как правило, $T/4$. Среднеквадратическое значение фазового дрожания измеряется вольтметром со среднеквадратическим преобразователем на входе.

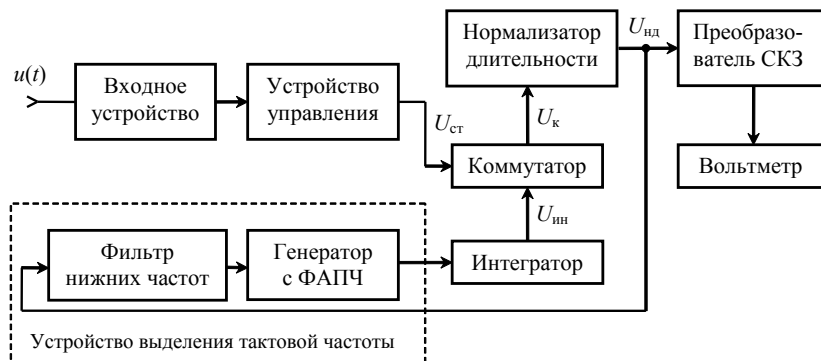


Рис. 4.20. Схема реализации метода преобразования фазового сдвига в амплитудно-модулированные импульсы

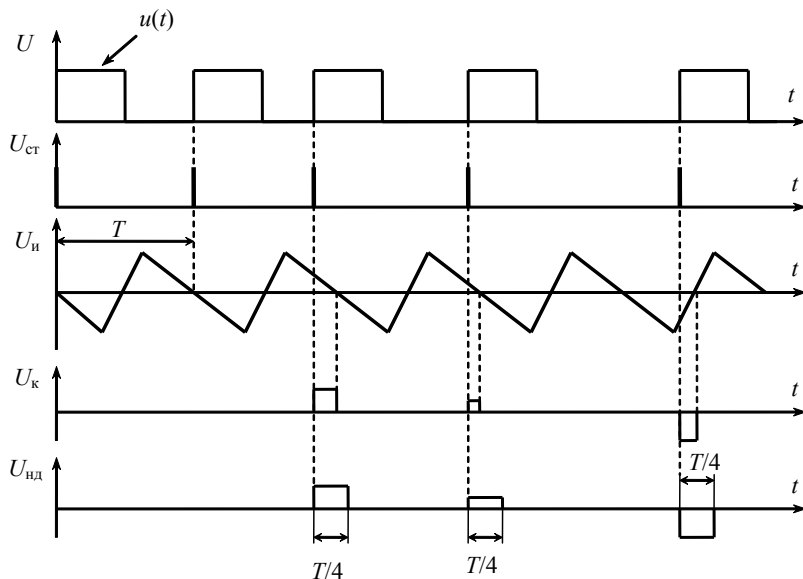
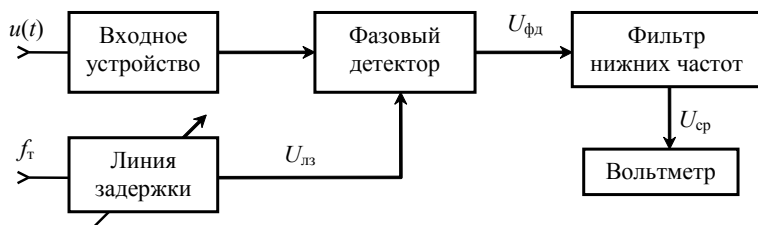


Рис. 4.21. Временные диаграммы метода преобразования фазового сдвига в амплитудно-модулированные импульсы

Второй распространенный метод измерения джиттера основан на использовании фазового детектора. Структурная схема и временные диаграммы, поясняющие принцип работы устройства, представлены на рис. 4.22, *а* и *б* соответственно.

а



б

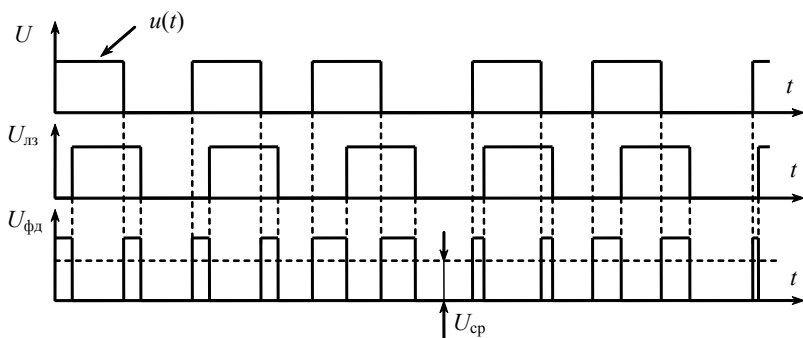


Рис. 4.22. Измеритель джиттера с фазовым детектором:
а — упрощенная структурная схема; *б* — временные диаграммы

В качестве опорного синхронизирующего сигнала, относительно которого измеряется фазовое дрожание в этой схеме, используется внешний сигнал тактовой частоты f_t .

На один вход фазового детектора через входное устройство поступает исследуемый сигнал $u(t)$, а на второй вход — сигнал f_t с регулируемой линии задержки. Перед измерением с помощью линии задержки добиваются минимального показания вольтметра. На выходе фазового детектора образуется импульсная последовательность с длительностью импульсов, пропорциональной относительным фазовым сдвигам обоих сигналов. После прохождения через фильтр нижних частот усредненное значение джиттера измеряется вольтметром.

Джиттер может быть измерен также осциллографическим методом по глаз-диаграмме. Для этого исследуемый сигнал $u(t)$ подается на вход канала вертикального отклонения. При синхронизации развертки осциллографа от сигнала тактовой частоты и при совмещении принимаемых реализаций сигнала во времени на экране осциллографа наблюдается глаз-диаграмма.

При отсутствии амплитудных искажений идеализированная глаз-диаграмма для двухуровневого однополярного сигнала показана на рис. 4.23, *а*, а с учетом джиттера — на рис. 4.23, *б*.

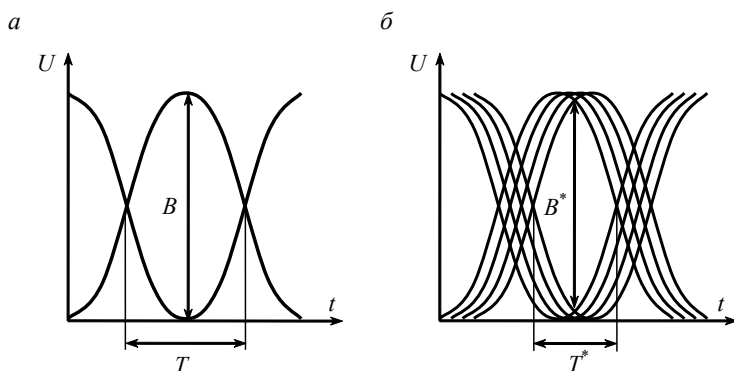


Рис. 4.23. Глаз-диаграмма:

а — идеализированная; *б* — с учетом джиттера

Раскрыв глаз-диаграммы, т. е. расстояние между двумя уровнями в точке отсчета B^* , можно определить запас помехоустойчивости по амплитуде при регенерации сигнала, а ширина раскрыва T^* отражает допуск на фазовое дрожание. Величина фазового дрожания определяется как относительное уменьшение раскрыва диаграммы.

Глава 5

Измерение напряжений и токов

Несмотря на достаточно ограниченное применение таких характеристик телекоммуникационных сигналов, как напряжение и сила тока, вольтметры (приборы для измерения электрического напряжения) и амперметры (приборы для измерения силы электрического тока) являются достаточно востребованными типами приборов. Измерения напряжения и тока в радиотехнических цепях существенно отличаются от подобных измерений в электротехнических цепях, что объясняется спецификой радиотехнических сигналов. Современные методы и средства измерений позволяют измерять напряжения в диапазоне $10^{-10} \dots 10^6$ В и силу тока в диапазоне $10^{-18} \dots 10^5$ А. Вместе с тем данные измерения должны осуществляться в очень широкой полосе частот — от постоянного тока до сверхвысоких частот.

Наиболее часто измеряют напряжения, несколько реже — токи. Это объясняется прежде всего тем, что для измерения тока измеряемую цепь необходимо разрывать, а это не всегда возможно или желательно, и наоборот, измерение напряжения можно проводить без нарушения целостности измеряемой электрической цепи. Поскольку напряжение и ток связаны между собой известными зависимостями, то по известному значению напряжения можно в большинстве случаев аналитически вычислить и силу тока.

5.1. Общие сведения

Применяемые в ТКС и радиотехнике электрические сигналы (в частности, токи или напряжения) представляют собой, как правило, сложные функции времени: гармонические, негармонические, импульсные и др. Поэтому для анализа и сравнения различных сигналов стремятся использовать такие их значения, которые характе-

ризовали бы сигналы любой формы. Наиболее распространенными в электрорадиоизмерительной практике являются следующие значения (параметры) напряжений и токов: амплитудное, среднее, средневыпрямленное и среднеквадратическое. Рассмотрим суть этих значений применительно к напряжению.

Амплитудное (пиковое) значение напряжения U_m представляет собой наибольшее или наименьшее мгновенное значение переменной составляющей сигнала за время измерения:

$$U_m = \max_T \{u(t)\}, \quad (5.1)$$

где \max_T — операция нахождения максимального значения сигнала $u(t)$ на интервале измерения T .

В общем случае положительные и отрицательные пиковые значения переменного напряжения могут быть различными.

Среднее значение (постоянная составляющая) напряжения U_{cp} определяется выражением

$$U_{cp} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_2} u(t) dt,$$

где T_1 — время наблюдения, или период колебания напряжения;
 T_2 — время действия измеряемого напряжения.

Интервалы T_1 и T_2 не всегда равны друг другу. При измерении среднего значения импульсных напряжений время действия измеряемого напряжения меньше периода электрического колебания ($T_1 > T_2$).

По физическому смыслу U_{cp} — это постоянная составляющая сигнала $u(t)$ за время T_1 , а графически — это высота прямоугольника с основанием T_1 , площадь которого равна площади, определяемой функцией $u(t)$ и осью времени за один период.

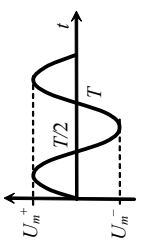
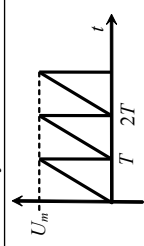
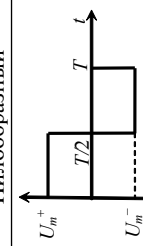
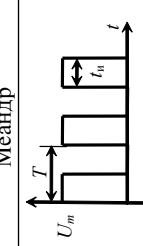
Средневыпрямленное значение напряжения $U_{св}$

$$U_{св} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_2} |u(t)| dt. \quad (5.2)$$

Графически $U_{св}$ — это высота прямоугольника с основанием T_1 , площадь которого равна площади, определяемой функцией $u(t)$ над

Таблица 5.1

Количественные соотношения между различными значениями коэффициентов

| Вид сигнала | Значение сигнала | | | | | |
|--|---|----------|---------------|----------------|-----------------|--------------------------|
| | $u(t)$ | U_{cp} | $U_{св}$ | $U_{св}$ | U_m | K_n K_0 |
|  Синусоидальный | $U_m \sin \omega t$ | 0 | $U_{св}/1,11$ | $U_m/\sqrt{2}$ | $U_m^+ = U_m^-$ | 1,41 1,11 |
|  Пилообразный | $(U_m/T) t$ | $U_m/2$ | $U_m/2$ | $U_m/\sqrt{3}$ | U_m | 1,73 1,16 |
|  Меандр | U_m^+ , при $0 < t < T/2$ U_m^- , при $T/2 < t < T$ | 0 | U_m | U_m | $U_m^+ = U_m^-$ | 1,0 1,0 |
|  Прямоугольный импульс | U_m , при $0 < t < t_n$ 0 , при $t_n < t < T$ $Q = (T - t_n)/t_n$ | U_m/Q | U_m/Q | U_m/\sqrt{Q} | U_m | \sqrt{Q} \sqrt{Q} |

и под осью времени. При таком определении считается, что операция нахождения средневывпрямленного значения осуществляется с помощью двухполупериодного детектора средневывпрямленных значений. Заметим, что для однополярных сигналов U_{cp} и U_{cv} равны между собой.

Среднеквадратическое значение напряжения U_{ck} — это корень квадратный из среднего значения квадрата напряжения:

$$U_{ck} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_2} u^2(t) dt} . \quad (5.3)$$

Среднеквадратическое значение U_{ck} периодического сигнала сложной формы может определяться также как сумма квадратов постоянной составляющей и среднеквадратических значений отдельных гармоник:

$$U_{ck} = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + \dots + U_n^2} .$$

Постоянную составляющую U_0 и гармоники U_1, U_2, \dots, U_n находят путем разложения сложной функции времени $u(t)$ в ряд Фурье.

Пиковое U_m , среднеквадратическое U_{ck} и средневывпрямленное U_{cv} значения напряжений сигналов любой формы связаны между собой коэффициентами амплитуды K_a , формы K_ϕ и усреднения K_y :

$$K_a = U_m / U_{ck}; K_\phi = U_{ck} / U_{cv}; K_y = K_a K_\phi. \quad (5.4)$$

Конкретные значения K_a и K_ϕ зависят от формы сигналов и вычисляются с использованием формул (5.1)–(5.3). Основные соотношения между значениями наиболее часто применяемых форм сигналов приведены в табл. 5.1.

5.2. Влияние формы напряжения на показания вольтметра

Большинство электронных вольтметров, предназначенных для измерения переменных напряжений, градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения (за исключением импульсных вольтметров, которые градуируют обычно по амплитудному значению). Следовательно, показания таких приборов соответствуют

среднеквадратическим значениям синусоидальных сигналов. А как быть, если исследователя (оператора) интересует максимальное или средневыпрямленное значение напряжения гармонического или более сложного сигнала?

Ответы на поставленные вопросы можно найти, если знать градуировочную характеристику приборов, которая устанавливает соотношение между показанием прибора S_{Π} и значением измеренного напряжения.

В общем виде для приборов с закрытым для постоянной составляющей сигнала входом градуировочную характеристику можно представить в следующем виде [1]:

$$S_{\Pi} = C\varphi(u(t) - U_{\text{пс}}), \quad (5.5)$$

где C — градуировочный коэффициент, зависящий от вида преобразователя;

φ — функциональные преобразования вида (5.1)–(5.3);

$U_{\text{пс}}$ — постоянная составляющая измеряемого сигнала.

Для приборов с открытым входом соответственно

$$S_{\Pi} = C\varphi(u(t)). \quad (5.6)$$

Для уяснения сущности градуировочной характеристики рассмотрим процесс градуировки с помощью схемы на рис. 5.1, где параллельно включены четыре прибора, имеющие преобразователь пиковых значений (ППЗ), преобразователь средневыпрямленных значений (ПСВЗ) и преобразователь среднеквадратических значений (ПСКЗ).

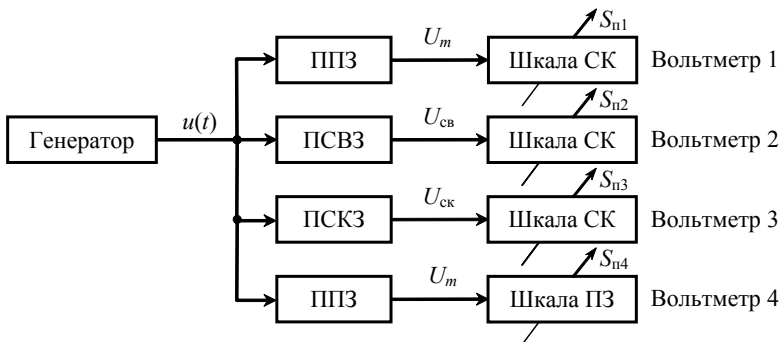


Рис. 5.1. Схема градуировки вольтметров

Шкалы первых трех вольтметров среднеквадратические и градуируют по образцовому вольтметру, имеющему также среднеквадратическую шкалу. Шкала четвертого вольтметра градуирована в пиковых (амплитудных) значениях.

При одном и том же значении входного гармонического сигнала $u(t)$ показания вольтметров будут отсчитаны в среднеквадратических значениях, в соответствии с (5.6), т. е. можно записать

$$\begin{aligned} S_{п1} &= U_{\text{ck sin}} = C_1 U_m \sin; \\ S_{п2} &= U_{\text{ck sin}} = C_2 U_{\text{cb sin}}; \\ S_{п3} &= U_{\text{ck sin}} = C_3 U_{\text{ck sin}}; \\ S_{п4} &= U_m \sin = U_m. \end{aligned} \quad (5.7)$$

С учетом (5.4) градуировочные характеристики запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} S_{п1} &= (1/K_{a \sin}) U_m \sin; \\ S_{п2} &= K_{\phi \sin} U_{\text{cb sin}}; \\ S_{п3} &= U_{\text{ck sin}}; \\ S_{п4} &= U_m \sin. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Таким образом, при проведенной градуировке, когда шкалы первых трех приборов градуированы с СКЗ синусоидального напряжения, по показаниям этих приборов могут быть определены все остальные параметры синусоидального сигнала через коэффициенты амплитуды K_a и формы K_ϕ , независимо от типа преобразователя, используемого в данном вольтметре:

$$\begin{aligned} U_m \sin &= S_{п1} K_{a \sin} = 1,41 S_{п1}; \\ U_{\text{cb sin}} &= S_{п2} / K_{\phi \sin} = 0,9 S_{п2}. \end{aligned}$$

Поставим вопрос: можно ли отградуированными вольтметрами измерять напряжение сигнала сложной формы $u_x(t)$, отличного от синусоидального?

Представим, что на четыре вольтметра схемы на рис. 5.1 вместо гармонического сигнала подается сигнал $u_x(t)$, значения которого нужно определить. В этом случае по аналогии с (5.8) показания приборов запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} S_{п1} &= (1/K_{a x}) U_{m x}; \\ S_{п2} &= K_{\phi x} U_{\text{cb x}}; \\ S_{п3} &= U_{\text{ck x}}; \\ S_{п4} &= U_{m x}. \end{aligned}$$

Очевидно, что $K_{ax} \neq K_{a \sin}$ и $K_{\phi x} \neq K_{\phi \sin}$, поэтому показания первого вольтметра S_{n1} и второго S_{n2} , проградуированных синусоидальным сигналом, не будут соответствовать параметрам измеряемого сложного сигнала $u_x(t)$. Показания третьего прибора S_{n3} , проградуированного в значениях параметра, на который реагирует его преобразователь ($C=1$), будут соответствовать значению измеряемого сигнала, т. е. показания этого вольтметра не зависят от формы измеряемого напряжения. Это же относится и к четвертому вольтметру.

Таким образом, при измерении несинусоидального напряжения показания приборов должны быть переоценены, т. е. внесены поправки в соответствии со значениями K_{ax} и $K_{\phi x}$ измеряемого сигнала. При внесении поправок в первую очередь следует, используя $K_{a \sin}$ или $K_{\phi \sin}$, определить значение напряжения, на которое реагирует преобразователь, а затем другие значения напряжений. Например, при использовании вольтметра с пиковым преобразователем и среднеквадратической шкалой непосредственно по показанию прибора первоначально находится

$$U_{mx} = S_{\pi} K_{a \sin},$$

а затем

$$U_{ck} = S_{\pi} K_{a \sin} / K_{ax}; \quad U_{cb} = S_{\pi} K_{a \sin} / K_{ax} K_{\phi x}.$$

Пример. Подадим на вольтметры (см. рис. 5.1) гармоническое напряжение со следующими параметрами: $U_m = 14,1$ В; $U_{ck} = 10$ В; $U_{cb} = 9$ В; $U_{cp} = 10$ В. В соответствии с (5.8) показания вольтметров составят: $S_{n1} = 10$ В; $S_{n2} = 10$ В; $S_{n3} = 10$ В; $S_{n4} = 14,1$ В.

Таким образом, истинное значение показывают только третий и четвертый вольтметры, дающие соответствующую информацию об U_{ck} и U_m . Из показаний первого и второго вольтметров необходимо вычислить U_{cb} и U_m , пользуясь коэффициентами амплитуды K_a и K_{ϕ} формы гармонического сигнала (см. табл. 5.1): $U_m = 1,41 S_{n1}$; $U_{cb} = S_{n2} / 1,11$.

5.3. Методы измерения напряжения и тока

Для измерения напряжения и тока в настоящее время в основном используют метод непосредственной оценки и метод сравнения.

При методе непосредственной оценки численное значение измеряемой величины определяется непосредственно по отсчетному

устройству измерительного прибора, отградуированному в единицах измеряемой величины. Это наиболее распространенный и наиболее оперативный метод измерения.

Метод сравнения — метод измерения, при котором измеряемая величина X сравнивается с одноименной величиной $X_{\text{обр}}$, воспроизводимой образцовой мерой. Процедура сравнения обычно сводится к получению разности (иногда отношения) между величинами X и $X_{\text{обр}}$. При этом на два входа сравнивающего устройства поступают сигналы X и $X_{\text{обр}}$, а на его выходе получают результат сравнения.

5.3.1. Метод непосредственной оценки

Как уже отмечалось выше, метод непосредственной оценки наиболее оперативный и реализуется с помощью прямопоказывающих приборов.

Вольтметр подключается параллельно участку цепи, на котором необходимо измерить напряжение (рис. 5.2, а), амперметр включается последовательно с участком цепи (рис. 5.2, б), в котором необходимо измерить силу тока.

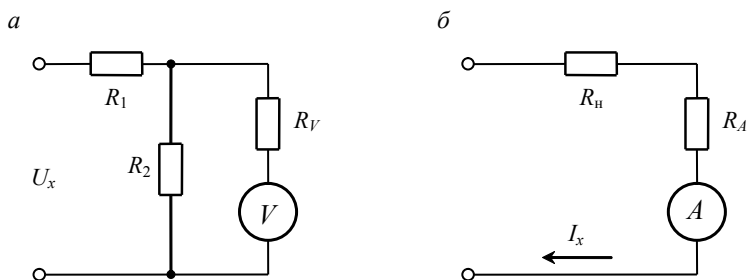


Рис. 5.2. Схема измерения методом непосредственной оценки:

а — напряжения; б — тока

Измерение напряжений и тока всегда сопровождается погрешностью, величина которой зависит от внутреннего сопротивления вольтметра R_V и амперметра R_A . Включение вольтметра и амперметра в исследуемую цепь искажает режим работы этой цепи.

Например, напряжение на резисторе R_2 до включения вольтметра (см. рис. 5.2, а)

$$U_{R_2} = \frac{UR_2}{R_1 + R_2}.$$

Напряжение на этом же резисторе после подключения вольтметра

$$U_{R_2}^* = \frac{UR_2R_V / (R_2 + R_V)}{R_1 + R_2R_V / (R_2 + R_V)}.$$

Абсолютная погрешность измерения в данном случае тем больше, чем меньше сопротивление вольтметра:

$$\Delta = U_{R_2}^* - U_{R_2};$$

$$\delta = \frac{U_{R_2}^* - U_{R_2}}{U_{R_2}} = -\frac{R_2/R_V}{1 + R_2/R_V + R_2/R_1}.$$

Относительную погрешность измерения напряжения можно выразить также через мощность P_V , потребляемую вольтметром, и мощность цепи P :

$$\delta = -\frac{P_V/P}{1 + P_V/P + P_V/R_1}.$$

Следовательно, погрешность от искажения режима работы цепи при измерении напряжений тем меньше, чем меньше мощность P_V , потребляемая из цепи, и сопротивление R_1 .

При непосредственной оценке тока результат измерения, как и при измерении напряжения, сопровождается погрешностью, величина которой зависит от внутреннего сопротивления амперметра R_A .

Так, например, включение амперметра в цепь, изображенную на рис. 5.2, б, приведет к тому, что вместо тока $I = U/R_n$, который протекал в цепи до включения амперметра, будет протекать ток $I^* = U/(R_n + R_A)$.

Погрешность $\Delta = I^* - I$ тем больше, чем больше сопротивление амперметра R_A . Относительная погрешность измерения тока в этом случае

$$\delta = \frac{I^* - I}{I} = \frac{U/(R + R_A) - U/R}{U/R} = -\frac{R_A/R}{1 + R_A/R}.$$

Отношение сопротивлений можно заменить отношением мощности P_A , потребляемой амперметром, к мощности в самой цепи P :

$$\delta = -\frac{P_A/P}{1 + P_A/P}.$$

Таким образом, погрешность измерения тем меньше, чем меньше R_A , т. е. чем меньше мощность, потребляемая амперметром P_A , по сравнению с мощностью потребления цепи, в которой осуществляется измерение.

5.3.2. Метод сравнения с мерой

Метод сравнения основан на сравнении измеряемого напряжения с известным напряжением, установленным с высокой точностью. Технические средства измерений, использующие метод сравнения, называются компенсаторами или потенциометрами.

Из общеизвестных методов сравнения наибольшее применение при измерении напряжения получил нулевой (компенсационный) метод. Суть нулевого метода измерения постоянного напряжения состоит в уравнивании (компенсации) неизвестного напряжения на образцовом сопротивлении R . Момент компенсации определяется по нулевому показанию гальванометра. Принцип действия компенсатора поясняется схемой, приведенной на рис. 5.3. В компенсаторе используется источник образцовой электродвижущей силы (ЭДС) $E_{обр}$, вспомогательный источник напряжения $U_{всп}$, потенциометр R , переключатель Π и гальванометр Γ .

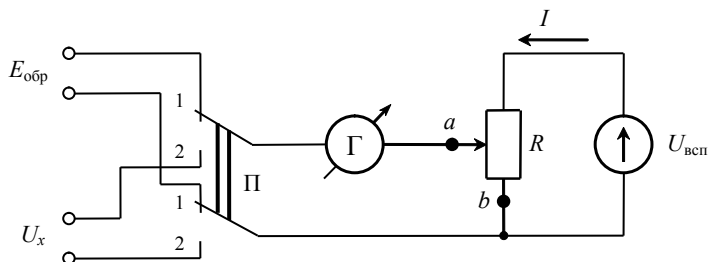


Рис. 5.3. Упрощенная схема компенсатора постоянного тока

Измерение напряжения U_x происходит в два этапа. Переключатель устанавливают в первое (верхнее) положение, с помощью потенциометра R получают нулевое показание гальванометра.

В этом случае падение напряжения за счет тока I от $U_{всп}$ на участке $ab(R_{ab})$ резистора R компенсируется источником $E_{обр}$:

$$I R_{ab} = E_{обр}. \quad (5.9)$$

Затем переключатель устанавливают во второе (нижнее) положение, и с помощью потенциометра R вновь уравнивается схема. При этом движок потенциометра займет новое положение, сопротивление участка ab будет равно R_{ab}^* , и будет справедливо равенство

$$I R_{ab}^* = U_x. \quad (5.10)$$

Из равенства токов (5.9) и (5.10) следует, что

$$U_x = E_{обр} R_{ab}^* / R_{ab}. \quad (5.11)$$

Условие равновесия (5.11) показывает, что точность измерения в данном методе зависит от погрешности ЭДС образцового источника и отношения установившихся значений сопротивлений потенциометра, а также от чувствительности гальванометра. Точность отсчета с потенциометра достигается обычно за счет использования специальных схем многоразрядных дискретных делителей напряжения.

К достоинствам компенсационного метода можно отнести следующее:

- в момент компенсации ток от измеряемого источника напряжения в цепи компенсации отсутствует, т. е. практически измеряется значение ЭДС на зажимах источника напряжения;
- отсутствие тока в цепи гальванометра позволяет исключить влияние сопротивления соединительных проводов на результат измерения;
- при полной компенсации мощность от объекта измерения не потребляется.

Метод сравнения применяется также для измерения переменных напряжений. Принцип действия схем сравнения на переменном токе, как и аналогичных схем компенсаторов на постоянном токе, состоит в уравнивании измеряемого напряжения известным напряжением, создаваемым переменным (обычно синусоидальным) током на активных сопротивлениях вспомогательной цепи. Для уравнивания

ния схемы здесь необходимо добиться равенства модулей измеряемого и сравниваемого напряжений, их частот, а также противоположности фаз. Полного уравнивания в таких схемах добиться сложно, поэтому компенсаторы переменного тока имеют меньшую точность измерения по сравнению с компенсаторами постоянного тока.

Используя компенсатор, можно также определять ток в исследуемом устройстве, преобразовав его предварительно в напряжение согласно формуле $I_x = U_x/R_0$, где R_0 — образцовое сопротивление.

5.4. Приборы для измерения напряжения и тока

Приборы для измерения напряжения и тока можно классифицировать по различным признакам:

- по типу отсчетного устройства (аналоговые и цифровые);
- по методу измерения (непосредственной оценки (прямого действия) и сравнения с мерой);
- по значению измеряемого напряжения (пиковых значений, средневывпрямленных значений, среднеквадратических значений);
- по виду входа (с открытым или закрытым).

В настоящее время в эксплуатации находится большое количество электромеханических и электронных приборов для измерения напряжений и токов. Рассмотрим принципы их построения.

5.4.1. Электромеханические вольтметры и амперметры

Электромеханические вольтметры и амперметры относятся к аналоговым приборам прямого действия, в которых электрическая измеряемая величина непосредственно преобразуется в показание отсчетного устройства.

В простейшем случае электромеханические вольтметры и амперметры представляют собой измерительный механизм с отсчетным устройством (см. гл. 1), снабженный входными зажимами для подключения к объекту измерения.

Обобщенную структурную схему электромеханического вольтметра (амперметра) можно представить в виде последовательно соединенных входной измерительной цепи и измерительного механизма с отсчетным устройством. Заметим, что сочетание измерительного механизма и отсчетного устройства принято называть измерителем.

Входная измерительная цепь (входное устройство) содержит, как правило, один или несколько измерительных преобразователей, с помощью которых измеряемая величина X преобразуется в величину Y , удобную для воздействия на измерительный механизм.

Наиболее часто в электромеханических приборах используют масштабные и нормирующие измерительные преобразователи, а также преобразователи значений величин (см. гл. 1).

Для измерения напряжений и токов могут применяться практически большинство известных типов измерительных механизмов (ИМ).

Для измерения постоянных напряжений в широком диапазоне значений (от долей милливольт до сотен вольт) используют электромеханические вольтметры с магнитоэлектрическим измерительным механизмом (МЭИМ). Эти приборы имеют сравнительно высокий класс точности (до 0,05), однако их входное сопротивление не превышает десятков тысяч ом, что может приводить к значительным систематическим погрешностям. Систематические погрешности вольтметров с МЭИМ имеют также и температурный характер вследствие зависимости сопротивления рамки прибора от температуры окружающей среды.

Реже для измерения постоянных напряжений используют электромеханические вольтметры с электростатическим ИМ (ЭСИМ), электромагнитным ИМ (ЭМИМ) и электродинамическим ИМ (ЭДИМ).

Вольтметры с ЭСИМ обычно используют для измерения больших напряжений (киловольтметры), а вольтметры с ЭДИМ применяют в качестве образцовых приборов при проверке измерительных приборов более низкого класса точности.

Для измерения постоянных токов в широком диапазоне значений (10^{-7} ...50 А) наиболее широко, так же как при измерении постоянных напряжений, используют электромеханические приборы (амперметры) с МЭИМ. Для этих приборов также характерна температурная систематическая погрешность (особенно при использовании шунтов), так как в этом случае из-за различных значений температурных коэффициентов материала рамки и шунта происходит перераспределение протекающих через них токов. Для измерения постоянных токов используют также амперметры с ЭМИМ и ЭДИМ.

Измерение переменных напряжений проводят вольтметрами с ЭМИМ, ЭДИМ, ФДИМ, ЭСИМ, термоэлектрическими приборами, а также выпрямительными вольтметрами, т. е. вольтметрами, имеющими измерительный механизм магнитоэлектрической системы и выпрямитель (преобразователь), включенный на входе ИМ.

Переменные токи измеряют термоэлектрическими и выпрямительными амперметрами, а также амперметрами, имеющими электромаг-

нитные и электродинамические ИМ. Малые переменные токи измеряют обычно выпрямительными амперметрами. Наиболее широкий диапазон измеряемых переменных токов обеспечивают выпрямительные амперметры, они чаще используются для измерения малых токов. Наиболее широкий частотный диапазон измеряемых токов обеспечивают амперметры термоэлектрической системы.

У большинства электромеханических приборов входное сопротивление невелико (килоомы), поэтому они пригодны для измерения напряжения только в низкоомных цепях. В цепях с высокоомными нагрузками (мегаомы) эти приборы (за исключением электростатических) использовать нельзя, так как при их включении шунтируется нагрузка и тем самым изменяется электрический режим цепи. Кроме того, типовыми недостатками для аналоговых электромеханических приборов являются малый диапазон частот, в котором они дают достоверные показания, большие входные емкости и индуктивности, зависимость входного сопротивления от частоты.

На практике широкое распространение получили универсальные электромеханические приборы для измерения постоянных и переменных напряжений и токов, а также сопротивлений постоянному току — авометры (мультиметры). Они представляют собой сочетание добавочных резисторов или шунтов, преобразователей значений измеряемых переменных токов и напряжений (полупроводниковых выпрямителей) и ИМ магнитоэлектрической системы с отсчетным устройством.

Вариант схемы авометра при измерении напряжения постоянно-го тока показан на рис. 5.4.

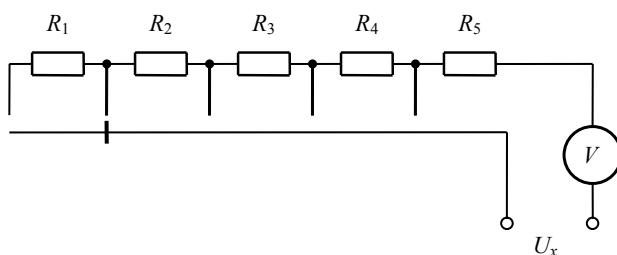


Рис. 5.4. Упрощенная схема авометра
в режиме измерения постоянного напряжения

Переключателем осуществляется изменение диапазона измерений, однако входное сопротивление вольтметра, отсчитанное в [Ом/V], при изменении диапазона обычно остается постоянным за счет подбора резисторов.

Например, если $R_1 = 15 \text{ МОм}$, $R_2 = 4 \text{ МОм}$, $R_3 = 800 \text{ кОм}$, $R_4 = 150 \text{ кОм}$, $R_5 = 48 \text{ кОм}$, а диапазоны соответственно 1000, 250, 50, 10, 2,5 В, то при сопротивлении обмотки прибора 2 кОм входное сопротивление прибора в любом положении переключателя диапазонов будет равно 20 кОм/В.

5.4.2. Аналоговые электронные вольтметры и амперметры

Электронным вольтметром называется измерительный прибор, показания которого вызываются током от источника питания, а измеряемое напряжение управляет величиной этого тока. Структурно электронные вольтметры состоят из электронного преобразователя и измерительного механизма.

Электронные вольтметры, в отличие от вольтметров электромеханической группы, имеют большое входное сопротивление. Они обеспечивают измерение напряжений в высокоомных цепях без нарушения их электрических режимов. Измерения могут проводиться в широком диапазоне частот — от постоянного тока до единиц гигагерц.

Номенклатура выпускаемых промышленностью электронных вольтметров достаточно широкая. В качестве основного признака, по которому принято классифицировать электронные вольтметры, — это их назначение. Различают следующие виды вольтметров:

- В1 — установки или приборы для проверки вольтметров;
- В2 — вольтметры постоянного тока;
- В3 — вольтметры переменного тока;
- В4 — вольтметры импульсного тока;
- В5 — вольтметры фазочувствительные;
- В6 — вольтметры селективные;
- В7 — вольтметры универсальные;
- В8 — измерители отношения напряжений и разности напряжений;
- В9 — преобразователи напряжений.

Аналоговые электронные вольтметры исполняются в основном по схемам, показанным на рис. 5.5.

Электронный вольтметр постоянного напряжения состоит из входного устройства, усилителя постоянного тока (УПТ), ИМ и отсчетного устройства (рис. 5.5, а).

Входное устройство обычно представляет собой многопредельный высокоомный делитель на резисторах. Важным элементом такой схемы вольтметра является УПТ.

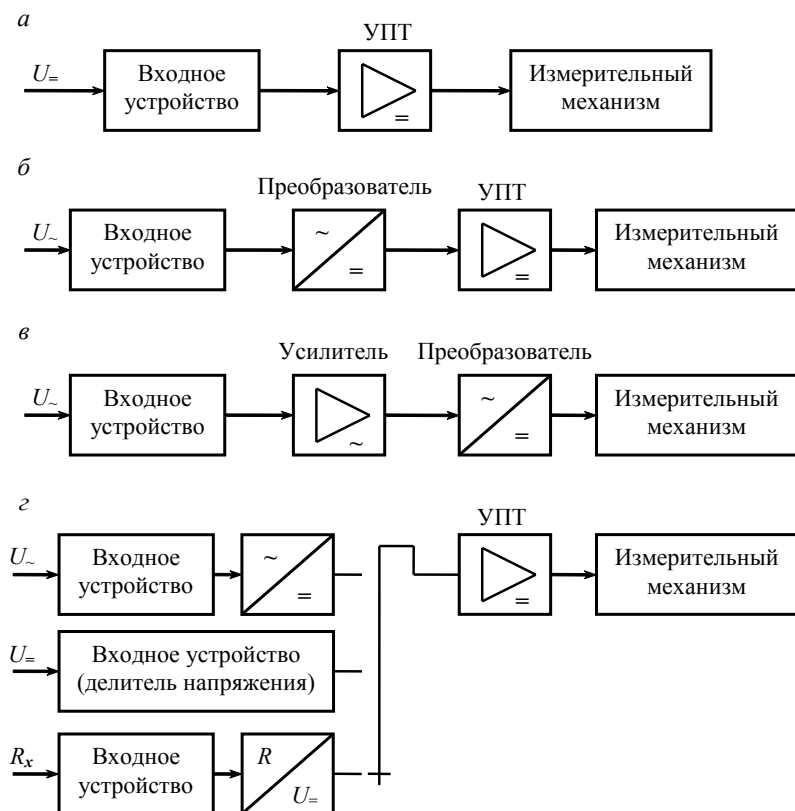


Рис. 5.5. Структурные схемы аналоговых электронных вольтметров:

а — постоянного напряжения; *б* — переменного напряжения; *в* — для измерения малых переменных напряжений; *г* — универсального вольтметра

Делитель и усилитель постоянного тока обеспечивают ослабление или усиление входного напряжения до значений, необходимых для нормальной работы ИМ. ИМ обычно магнитоэлектрический.

Аналоговые электронные вольтметры постоянного напряжения имеют основную погрешность 0,5...5 % [3]. Основными источниками погрешности являются нестабильность элементов схем, собственные шумы электронных цепей, ИМ, градуировка шкалы.

Аналоговые электронные вольтметры переменного напряжения в большинстве случаев реализуют по схеме, представленной на рис. 5.5, *б*. Обязательным элементом измерительной цепи здесь является преобразователь переменного напряжения в постоянное.

Постоянное напряжение на выходе этих преобразователей пропорционально одному из значений измеряемого переменного напряжения: амплитудному, средневывпрямленному, среднеквадратическому. В связи с этим вольтметры называют вольтметрами амплитудного, средневывпрямленного и среднеквадратического значений. Однако независимо от вида преобразователя шкалу вольтметров переменного напряжения, как правило, градуируют в среднеквадратических значениях напряжения синусоидальной формы, что следует учитывать при определении значения измеряемой величины (см. п. 5.2).

Преобразователи амплитудных (пиковых) значений (ППЗ) часто выполняют в виде выносного пробника, позволяющего подключить его непосредственно к источнику измеряемого напряжения, что дает возможность уменьшить негативное влияние входной цепи и, как следствие, расширить диапазон частот измеряемого напряжения (до 1000 МГц).

Рассматриваемые вольтметры имеют широкий частотный диапазон измерений (10 Гц...1000 МГц), но не обладают высокой чувствительностью, т. е. с их помощью нельзя измерять малые напряжения (меньше нескольких долей вольт), так как преобразователь не обеспечивает выпрямление малых сигналов.

Более чувствительными являются вольтметры, выполненные по схеме, представленной на рис. 5.5, в. Вольтметры этого типа используют для измерения малых переменных напряжений от единиц микровольт до единиц вольт. Это возможно благодаря предварительному усилению переменного напряжения. Однако создание усилителей, работающих в широком диапазоне частот и имеющих большой коэффициент усиления, — трудная техническая задача, поэтому такие вольтметры имеют относительно низкий частотный диапазон (1...10 МГц).

На рис. 5.5, г показана схема универсального вольтметра. В зависимости от положения переключателя прибор работает по схеме вольтметра переменного напряжения, вольтметра постоянного напряжения и измерителя сопротивления. В режиме измерения сопротивления в схему включается преобразователь, выходное напряжение которого зависит от величины измеряемого сопротивления R_x , подключаемого к входу преобразователя, а шкала прибора при этом измерении отградуирована в единицах сопротивления.

5.4.3. Цифровые электронные вольтметры

В цифровых электронных вольтметрах, в отличие от аналоговых, обязательными элементами схемы являются аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и цифровые отсчетные устрой-

ства (ЦОУ) (рис. 5.6). Измеряемое напряжение в таких приборах вначале преобразуется входным аналоговым преобразователем к виду, удобному для последующего преобразования, с помощью АЦП происходит его дискретизация и кодирование, а затем в ЦОУ осуществляется цифровой отсчет значения измеряемой величины.

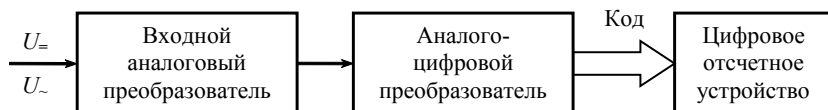


Рис. 5.6. Структурная схема цифрового электронного вольтметра

Схемное решение цифровых электронных вольтметров определяется видом АЦП. Принцип действия и метрологические свойства некоторых АЦП рассмотрены в гл. 1.

В настоящее время широко распространены универсальные цифровые электронные вольтметры (мультиметры), измеряющие постоянное напряжение, среднеквадратическое значение переменного напряжения, силу тока и сопротивление. Обобщенная схема такого прибора приведена на рис. 5.7. В качестве преобразователя переменного напряжения в постоянное чаще всего используется преобразователь средневыпрямленного значения.

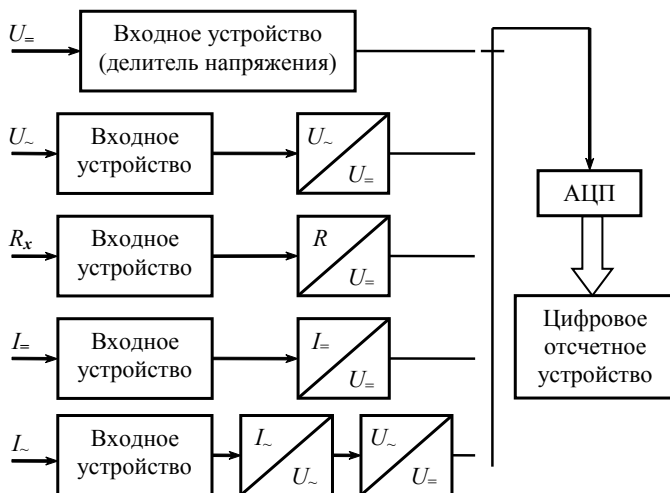


Рис. 5.7. Обобщенная схема универсального цифрового измерительного прибора

5.5. Специализированные электронные вольтметры

Кроме рассмотренных выше вольтметров общего назначения, при проведении измерений в ТКС применяются специализированные электронные вольтметры. К таким вольтметрам относятся селективные вольтметры, вольтметры импульсного напряжения, фазочувствительные вольтметры (вектометры).

5.5.1. Селективные вольтметры

Селективный вольтметр представляет собой высокоизбирательное измерительное устройство, при помощи которого можно измерить напряжение определенной частоты или, точнее, определенной узкой полосы частот в присутствии других частот. Селективные вольтметры находят применение при измерении сигналов малых уровней, когда уровень полезного сигнала становится соизмеримым уровню сигнала помехи или ниже его. Также селективные вольтметры используют при измерении амплитудно-частотных характеристик устройств ТКС, для измерения гармонических составляющих сигналов и т. д.

По схемным решениям селективные вольтметры подразделяются на приборы с избирательными контурами (фильтровые) (рис. 5.8, *а*) и гетеродинные (рис. 5.8, *б*). Наиболее широкое применение в практике измерений в ТКС находят гетеродинные селективные вольтметры.

В фильтровых селективных вольтметрах в диапазоне низких частот избирательные контуры выполняют в виде узкополосных полосовых фильтров, а в диапазоне высоких частот в качестве избирательных цепей используются колебательные контуры.

В гетеродинных селективных вольтметрах в зависимости от технических требований, предъявляемых к ним, применяется однократное, двукратное, а иногда и трехкратное преобразование частоты.

На рис. 5.8, *б* в качестве примера приведена упрощенная структурная схема гетеродинного селективного вольтметра с одним преобразованием частоты. Измеряемый сигнал $u(f)$ через входное устройство подается на смеситель, выполняющий функцию преобразования частотного спектра измеряемого сигнала. На смеситель также подается сигнал f_{Γ} с перестраиваемого гетеродина. На выходе смесителя образуется сигнал, пропорциональный измеряемому сигналу $u(f)$ и имеющий сложный частотный спектр $f_{\text{см}} = f_{\Gamma} - f_{\text{си}}$, где $f_{\text{си}}$ — частоты гармонических составляющих входного сигнала $u(f)$. Функцию

полосового фильтра выполняет узкополосный усилитель промежуточной частоты (УПЧ), настроенный на некоторую фиксированную частоту $f_{\text{упч}}$. Поэтому на выходе УПЧ будет присутствовать выходной сигнал, частота которого $f_{\text{упч}} = f_{\text{см}} - f_{\text{г}}$. Среднеквадратическое значение напряжения этой гармонической составляющей и измеряется вольтметром. Изменяя частоту $f_{\text{г}}$ гетеродина, можно измерять среднеквадратическое значение различных гармонических составляющих входного сигнала $u(f)$.

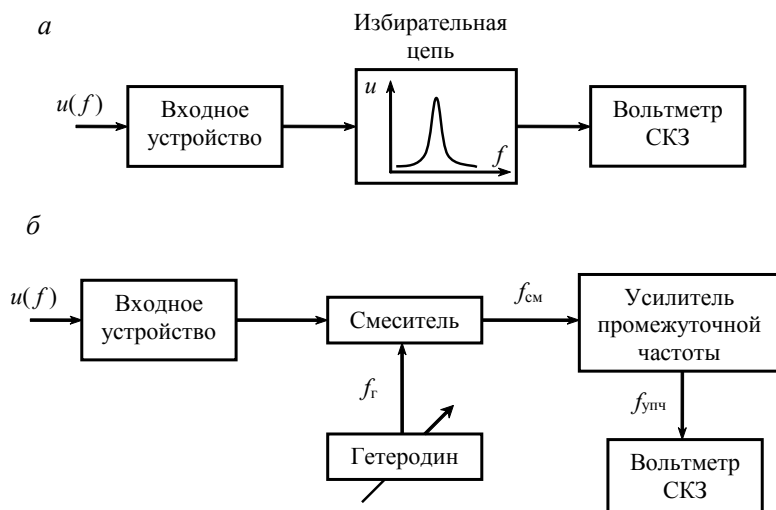


Рис. 5.8. Селективные вольтметры:
а — фильтровый; б — гетеродинный

Благодаря фиксированному значению частоты настройки УПЧ, этот усилитель имеет большой коэффициент усиления и узкую полосу пропускания, что обеспечивает высокую чувствительность и избирательность гетеродинного селективного вольтметра.

5.5.2. Импульсные вольтметры

Импульсные вольтметры предназначены для измерения амплитудных (пиковых) значений периодических импульсов сигналов с большой скважностью и амплитудных значений одиночных импульсов различной формы.

Особенности работы импульсных вольтметров определяются малой длительностью τ измеряемых импульсов и большой их скажностью $S = T/\tau$, где T — период следования импульсов.

Измерение амплитуды одиночных импульсов создает дополнительные трудности, так как не удастся накопить информацию об измеряемой величине многократным воздействием сигнала.

Импульсные вольтметры строятся по схеме, приведенной на рис. 5.9. Основным узлом импульсного вольтметра является преобразователь пиковых значений (ППЗ). Наиболее часто в ППЗ используются диодно-конденсаторные пиковые детекторы, описанные в п. 1.2.

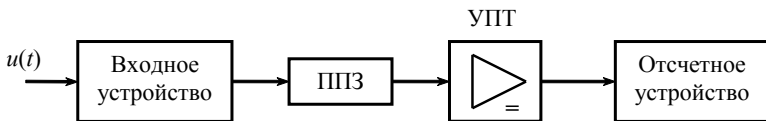


Рис. 5.9. Структурная схема импульсного вольтметра

При измерении амплитуды импульсных последовательностей, имеющих большую скажность S импульсов и малую их длительность τ , к ППЗ предъявляются очень жесткие требования. В этом случае в импульсных вольтметрах применяют компенсационные схемы пиковых преобразователей (рис. 5.10).

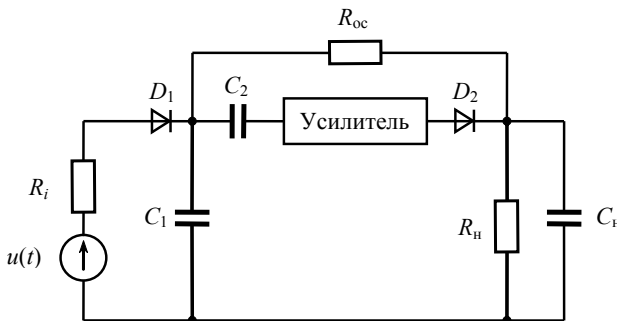


Рис. 5.10. Компенсационная схема пикового преобразователя

Переменная составляющая напряжения на конденсаторе C_1 , вызванная подзарядом измеряемыми импульсами и разрядом между импульсами, усиливается усилителем переменного напряжения и выпрямляется.

Постоянная времени $R_n C_n$ выбирается достаточно большой, поэтому напряжение на конденсаторе C_n в промежутках между импульсами практически не изменяется. Это компенсирующее напряжение при помощи резистора обратной связи R_{oc} подается на конденсатор C_1 . При большом коэффициенте усиления усилителя это приводит к значительному уменьшению переменной составляющей напряжения на конденсаторе C_1 , вследствие чего в установившемся режиме напряжение на конденсаторе C_1 практически равно амплитуде измеряемых импульсов, а выходное напряжение пропорционально этой амплитуде:

$$U_{R_n} = U_m \frac{R_n}{R_n + R_{oc}}.$$

Кроме использования компенсационных пиковых преобразователей, в импульсных вольтметрах может применяться метод двухканального преобразования, а при измерении малых амплитуд — дифференциально-интегральный метод преобразования амплитуды импульсов.

5.5.3. Фазочувствительные вольтметры

Фазочувствительные вольтметры (вектометры) служат для измерения квадратурных составляющих комплексных напряжений. Вольтметры данного типа применяются при снятии амплитудно-фазовых и фазово-частотных характеристик различных низкочастотных четырехполюсников — усилителей, фильтров, аттенюаторов и др.

Фазочувствительный вольтметр содержит два измерительных канала — образцовый и сигнальный, каждый из которых содержит отдельное отсчетное устройство.

На вольтметр подаются одновременно входное $U_{вх}$ (образцовый канал) и выходное $U_{вых}$ (сигнальный канал) напряжения от исследуемого устройства. Отсчетное устройство образцового канала регистрирует действительную составляющую U_d измеряемого напряжения $U_{вых}$, совпадающую по фазе с напряжением $U_{вх}$. Отсчетное устройство сигнального канала регистрирует мнимую составляющую $U_{мн}$ напряжения $U_{вых}$, сдвинутую по фазе относительно напряжения $U_{вх}$ на 90° . На базе показаний обоих измерительных каналов можно рассчитать значение (модуль) выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{U_{\text{д}}^2 + U_{\text{мн}}^2}$$

и фазовый сдвиг:

$$\varphi = \arctg (U_{\text{мн}}/U_{\text{д}}).$$

Таким образом, фазочувствительный вольтметр дает возможность определить комплексное напряжение, а также его составляющие, принимая за ноль фазу некоторого образцового напряжения.

Глава 6

Измерение энергетических параметров устройств ТКС

К энергетическим параметрам устройств ТКС относят в первую очередь все виды мощности: активную, мгновенную, реактивную, импульсную, среднюю и т. д. Также к энергетическим параметрам относят спектральную плотность мощности шума, коэффициенты шума и др. Кроме того, с измерением энергетических параметров (мощности, удельной энергии и т. д.) приходится сталкиваться при обеспечении электромагнитной совместимости устройств ТКС.

Комплекс проблем, возникающий при разработке и эксплуатации различных источников электромагнитных колебаний устройств ТКС, и решение проблем электромагнитной совместимости этих устройств зачастую совпадают. И в первом и во втором случае наиболее часто приходится иметь дело с измерением мощности.

На практике мощность измеряют в широком частотном диапазоне — от постоянного тока до оптических волн, и в пределах уровней — от 10^{-18} до 10^8 Вт.

6.1. Общие сведения

В цепях постоянного тока мощность, потребляемая электрической нагрузкой R (активная мощность), определяется через ток I и напряжение U :

$$P = UI = U^2/R = I^2R.$$

В цепях переменного тока различают мгновенную, среднюю, активную, реактивную и полную (кажущуюся) мощности.

Мгновенной мощностью $p(t)$ называется произведение мгновенных значений напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$:

$$p(t) = u(t)i(t).$$

Полная (кажущаяся) мощность P_n определяется через средние квадратические значения напряжения U и тока I :

$$P_n = UI = I^2 Z,$$

где Z — полное сопротивление нагрузки.

Полная мощность определяет максимальную электрическую нагрузку электрической цепи и измеряется в вольт-амперах [ВА].

Активная (средняя за период) мощность P_a — это среднее значение мгновенной мощности $p(t)$ за период T :

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt.$$

Если ток $i(t) = I_m \sin \omega t$, а напряжение $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, то

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T U_m I_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) dt = UI \cos \varphi = I^2 R \cos \varphi,$$

где $\cos \varphi = R/Z$ — коэффициент мощности.

Из приведенных равенств следует, что активная мощность — это мощность, поглощенная нагрузкой (полезная электрическая мощность). Активная мощность измеряется в ваттах [Вт].

Реактивная мощность P_p является характеристикой энергии, которой обмениваются генератор и нагрузка в электрической цепи:

$$P_p = UI \sin \varphi = I^2 X \sin \varphi,$$

где X — реактивное сопротивление нагрузки.

Мощность P_p измеряется в вольт-амперах реактивных [ВАр]. Она не оказывает непосредственного воздействия на нагрузку.

Полная, активная и реактивная мощности связаны между собой соотношением

$$P_{\text{п}} = \sqrt{P_{\text{а}}^2 + P_{\text{р}}^2} .$$

В радиотехнических устройствах и цепях, где используются сигналы импульсной формы, определяются средняя мощность за период следования импульсов $T(P_{\text{ср}})$ и мощность, усредненная за время импульса $\tau_{\text{и}}$ (импульсная мощность $P_{\text{и}}$):

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\text{и}}} p(t) dt ;$$

$$P_{\text{и}} = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int_0^{\tau_{\text{и}}} p(t) dt = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int_0^{\tau_{\text{и}}} u(t)i(t) dt .$$

Средняя $P_{\text{ср}}$ и импульсная $P_{\text{и}}$ мощности связаны соотношением

$$P_{\text{и}} = \frac{T}{\tau_{\text{и}}} P_{\text{ср}} .$$

Все известные методы измерения мощности принято разделять на две большие группы: косвенные и прямые. Косвенные методы сводятся обычно к измерению токов и напряжений с последующим расчетом мощности по приведенным выше формулам. Прямые измерения проводят с помощью приборов, предназначенных для непосредственного измерения мощности, — ваттметров.

В цепях постоянного тока и переменного тока промышленной частоты прямые измерения проводят в основном с помощью ваттметров электромеханического типа с электродинамическим измерительным механизмом, а для косвенных измерений используют приборы непосредственной оценки (амперметры, вольтметры).

В диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) используют только прямые измерения, основанные, как правило, на преобразовании энергии электромагнитных колебаний в другие виды энергии, более удобные для измерений (тепловую, механическую), с последующим вторичным преобразованием в электрический сигнал.

На СВЧ измеряют мощность, поглощаемую согласованной нагрузкой, или мощность, проходящую по коаксиальной или волноводной

линии к произвольной нагрузке. В соответствии с этим различают методы измерения и ваттметры поглощаемой и проходящей мощности.

При измерении поглощаемой мощности нагрузкой источника энергии обычно является сам ваттметр, имеющий во входном устройстве эквивалентную согласованную нагрузку (рис. 6.1, а).

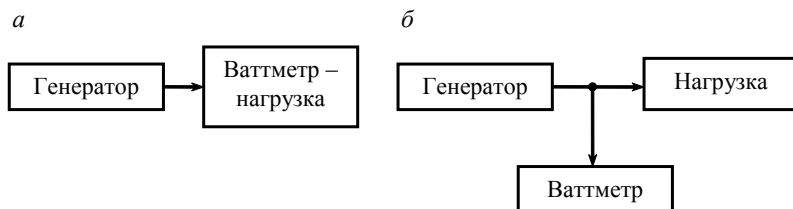


Рис. 6.1. Измерение мощности в СВЧ-диапазоне:
а — поглощаемой; б — проходящей

При подключении источника сигнала (генератора), имеющего внутреннее сопротивление $Z_r = R_r + jX_r$ и напряжение U_r , к нагрузке, имеющей полное сопротивление $Z_n = R_n + jX_n$, мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_n = \frac{U_r^2 R_n}{(R_r + R_n)^2 + (X_r + X_n)^2}.$$

Если генератор и нагрузка полностью согласованы между собой ($R_r = R_n$, $X_r = -X_n$), то в нагрузку отдается максимальная мощность:

$$P_m = \frac{U_r^2}{4R_r}.$$

В реальных условиях не всегда можно добиться полного согласования. Тогда относительная систематическая погрешность из-за рас- согласования

$$\delta_p = \frac{P_b - P_m}{P_m},$$

где P_b — мощность, поглощаемая ваттметром.

Ваттметры поглощаемой мощности чаще реализуют на основе теплового преобразования электромагнитной энергии калориметрическим, термоэлектрическим или терморезисторным методом.

Ваттметры проходящей мощности реализуются обычно в виде встроенных приборов и позволяют измерять мощность непрерывно в процессе эксплуатации радиоэлектронных устройств.

Приемные преобразователи ваттметров проходящей мощности, включаемые в линию передачи между генератором и нагрузкой (рис. 6.1, б), не должны искажать структуру электромагнитного поля в тракте передачи.

При построении ваттметров проходящей мощности обычно используют механический (пондеромоторный) метод преобразования, метод на основе использования направленных ответвителей, метод на основе эффекта Холла.

6.2. Методы измерения мощности

В практике измерений в устройствах ТКС реальные пределы значений измеряемой мощности, как уже упоминалось выше, лежат в широком частотном диапазоне. Такие большие диапазоны измерений, а также различные требования к точности измерений привели к разработке большого количества методов измерения мощности.

6.2.1. Электромеханический метод

Данный метод является основным при измерении мощности на постоянном токе и токах промышленной частоты. Суть метода состоит в использовании для измерения мощности приборов электромеханического типа, т. е. построенных на основе электромеханических измерительных механизмов. В указанных ваттметрах используют в основном электродинамические и ферродинамические измерительные механизмы. Принцип действия таких приборов рассмотрен в [4]. Здесь остановимся лишь на особенностях включения ваттметров электромеханического типа в измеряемую цепь.

В однофазных цепях включение ваттметров может осуществляться по схеме, представленной на рис. 6.2, а или б. Неподвижная катушка включается как амперметр, а подвижная — как вольтметр, т. е. параллельно нагрузке. При этом систематическая методическая погрешность измерения определяется схемой включения катушек.

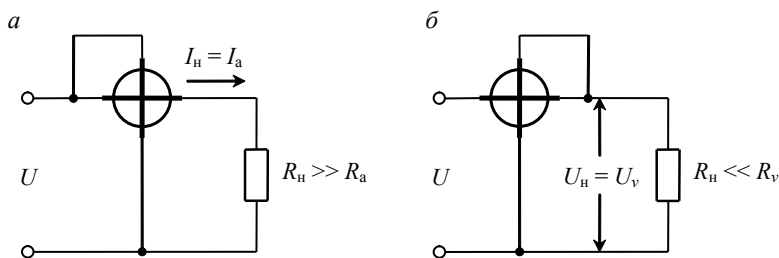


Рис. 6.2. Схемы включения электромеханических ваттметров:

 а — при больших R_n ; б — при малых R_n

В схеме на рис. 6.2, а ток I_a , протекающий через неподвижную катушку с сопротивлением R_a , и ток I_n , протекающий через нагрузку R_n , равны. Измеряемое напряжение U складывается из падения напряжения на неподвижной катушке U_a и нагрузке U_n . Тогда при отсутствии сдвига фаз между током и напряжением измеряемая активная мощность

$$P = U I_n = U_n I_n + U_a I_n = P_a + P_n, \quad (6.1)$$

т. е. равна мощности, потребляемой нагрузкой и неподвижной катушкой, а методическая погрешность для этой схемы

$$\delta = \frac{P_a}{P_n} \cdot 100 \, \%.$$

Данную схему целесообразно использовать при $R_a \ll R_n$. В схеме на рис. 6.2, б справедливо равенство $I_a = I_n + I_v$, тогда по аналогии с (6.1)

$$P = P_n + P_v, \quad (6.2)$$

где P_v — мощность, потребляемая подвижной катушкой.

Следовательно,

$$\delta = \frac{P_v}{P_n} \cdot 100 \, \%.$$

Данную схему целесообразно использовать при $R_n < R_v$.

6.2.2. Метод амперметра и вольтметра

Косвенный метод измерения мощности с помощью двух приборов — амперметра и вольтметра — находит применение в цепях постоянного тока и переменного тока низкой частоты. Диапазон измеряемых мощностей определяется параметрами применяемых вольтметра и амперметра.

Определяемая мощность в данном случае находится через произведение измеряемого тока и напряжения. Погрешность результата измерения определяется погрешностями прямых измерений и вычисляется по правилам измерения погрешностей при косвенных измерениях [5].

Возможные схемы включения приборов для измерения мощности показаны на рис. 6.3, *а* и *б*.

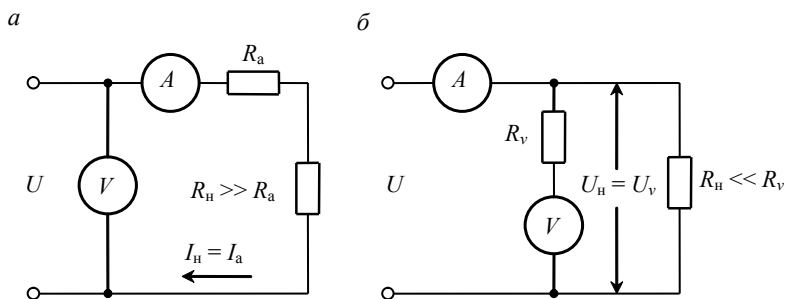


Рис. 6.3. Измерение мощности методом амперметра и вольтметра:

а — при больших R_n ; *б* — при малых R_n

Для схемы на рис. 6.3, *а* справедливо уравнение (6.1). Эта схема применяется для измерения мощности при больших сопротивлениях нагрузки, а для схемы на рис. 6.3, *б* справедливо равенство (6.2), и она применяется при малых сопротивлениях нагрузки.

При измерении мощности на высоких частотах и нижнем участке сверхвысоких частот с использованием вольтметра применяется нагрузка коаксиальной конструкции сопротивлением 75 Ом, выполненная в виде фарфоровой трубки, покрытой снаружи углеродистым слоем (рис. 6.4). Нагрузка помещается в экран особой формы, обеспечивающий хорошее согласование входного сопротивления ваттметра с волновым сопротивлением коаксиального кабеля, по которому подводится измеряемая мощность.

Рассматриваемый вольтметровый ваттметр имеет амплитудный (пиковый) детектор, подключаемый к нагрузке через контактное (се-

ребриное) кольцо, и электронный вольтметр, показания которого пропорциональны мощности, рассеиваемой на нагрузочном резисторе R_n :

$$P = \frac{K_1 K_2 U_m^2}{2R_1},$$

где K_1 — частотный коэффициент;

K_2 — коэффициент деления напряжения в нагрузочном резисторе,

$$K_2 = (R_1 + R_2)/R_1.$$

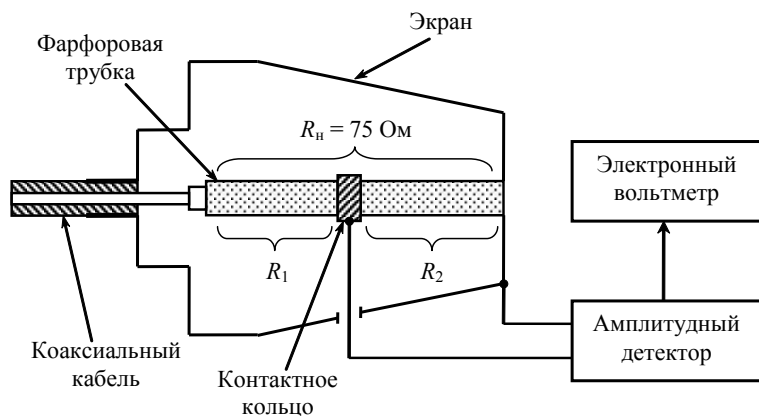


Рис. 6.4. Вольметровый ваттметр

К числу рассматриваемых ваттметров относят приборы типа МЗ-3А, МЗ-5А, МЗ-9, обеспечивающие измерение средней и импульсной мощностей. Так, прибор МЗ-3А работает в диапазоне 30 МГц...1,2 ГГц с погрешностью до 15 % и пределами измеряемой средней мощности 0,25...15 Вт и импульсной мощности 5 Вт...5 кВт.

6.2.3. Метод перемножения

Данный метод предполагает реализацию операции перемножения напряжения и тока нагрузки и тем самым определяет активную мощность.

Процедура перемножения строится на основе тождества

$$x_1 x_2 = \frac{1}{4} [(x_1 + x_2)^2 - (x_1 - x_2)^2], \quad (6.3)$$

позволяющего перейти от операции умножения к совокупности двух операций — возведения в квадрат и суммирования, которые реализуют на квадраторах (устройствах с квадратичной характеристикой) и сумматорах (рис. 6.5).

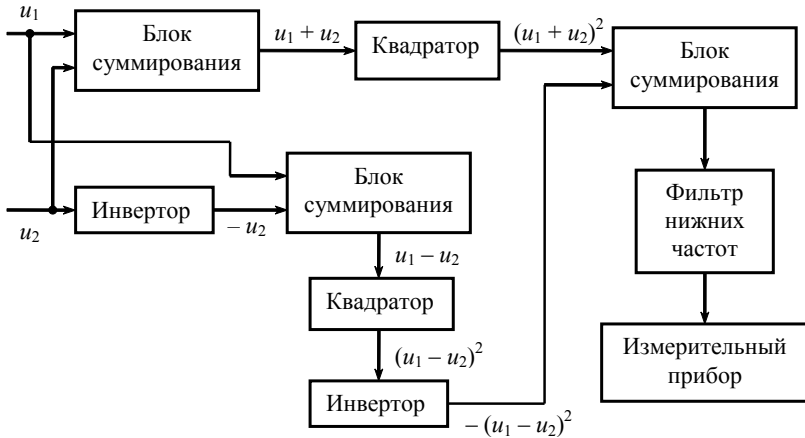


Рис. 6.5. Структурная схема квадраторного ваттметра

Если $u_1 = U_m \sin \omega t$, а $u_2 = I_m R \sin(\omega t - \varphi)$, где R — эталонное сопротивление, то напряжение на входе фильтра нижних частот схемы

$$4u_1 u_2 = 2U_m I_m \cos \varphi - 2U_m I_m \cos(2\omega t - \varphi). \quad (6.4)$$

После фильтра нижних частот, не пропускающего переменную составляющую (второе слагаемое (6.4)), показания магнитоэлектрического прибора будут пропорциональны измеряемой мощности, т. е. первому члену (6.4):

$$P = 0,5 U_m I_m \cos \varphi = UI \cos \varphi.$$

Более высокую точность измерения методом перемножения обеспечивает операция интегрирования, которую применяют в прецизионных измерителях активной мощности промышленной частоты.

6.2.4. Калориметрический метод

Калориметрический метод измерения мощности является наиболее универсальным, и его используют во всем радиотехническом диапазоне частот как для малых, так и для больших мощностей. Он отличается от других методов повышенной точностью измерения.

Калориметрический метод измерения мощности основан на преобразовании электромагнитной энергии в тепловую с последующим измерением приращения температуры рабочего тела калориметра, поглотившего эту энергию.

Основными элементами калориметрического ваттметра являются приемный преобразователь, в котором расположена нагрузка, поглощающая электромагнитную энергию и выделяющая тепло; рабочее (нагреваемое) тело, в качестве которого используется дистиллированная вода или растворы на ее основе, а также твердые объемные или пленочные поглотители (диэлектрики с большими потерями, металлические пленки с большим сопротивлением); измерительный узел, обеспечивающий измерение температуры рабочего тела и по ее значению определяющий величину измеряемой мощности.

Известно, что термодинамическое состояние калориметрической нагрузки массой m , равномерно нагретой до температуры T , описывается выражением [10]

$$P_n = cm \frac{dT}{dt} + H(T - T_{cp}), \quad (6.5)$$

где P_n — рассеиваемая в нагрузке мощность;

c — удельная теплоемкость нагрузки;

H — коэффициент теплоотдачи;

T_{cp} — температура окружающей среды.

В зависимости от соотношения первого и второго слагаемых в выражении (6.5) различают калориметрические ваттметры, работающие в статическом (адиабатном) режиме без теплоотдачи во внешнюю среду, и циркуляционные (проточные). В статическом калориметре нагреваемое тело (чаще вода) неподвижно, а в проточном оно находится в постоянном движении.

Основными узлами статического калориметрического ваттметра с сухим рабочим телом и коаксиальной согласованной нагрузкой (рис. 6.6) являются поглощающая нагрузка (резистор), теплопроводящая насадка, термопара и тепловой экран.

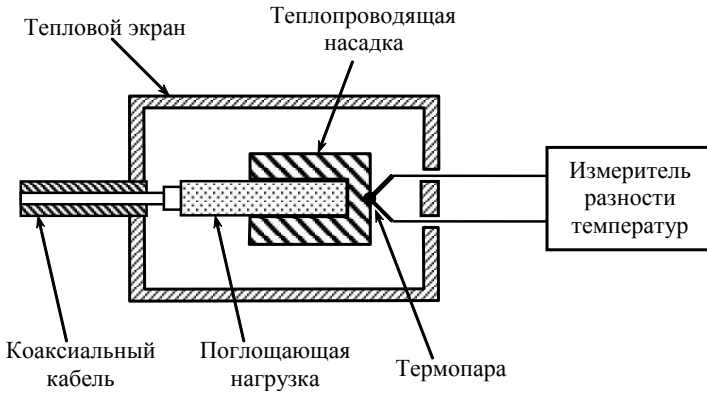


Рис. 6.6. Коаксиальный статический калориметрический ваттметр

Измеряемая мощность в нагрузке таких ваттметров преобразуется в тепло, нагревающее рабочее тело, температура которого измеряется с помощью термопары. Если обеспечивается надежная теплоизоляция рабочего тела от окружающей среды, выражение (6.5) можно записать в виде

$$P_n = cm \frac{dT}{dt}.$$

С учетом коэффициента перевода калорий в джоули измеряемая мощность в ваттах определяется равенством

$$P_n = cm \frac{(T_2 - T_1)}{0,24\Delta t} = 4,17cm \frac{\Delta T}{\Delta t} = kcm \frac{\Delta T}{\Delta t},$$

где c — удельная теплоемкость нагрузки, кал/(г·град);

m — масса рабочего тела, г;

ΔT — приращение температуры за время Δt ;

k — коэффициент пропорциональности.

Достоинство статических калориметрических ваттметров — простота измерений, а недостаток — необходимость в периодическом отключении прибора для охлаждения.

Широкое распространение также получили проточные калориметрические ваттметры, в которых рабочее тело (жидкость) циркулирует

ет в системе с постоянной скоростью, а его температура в установившемся режиме не меняется.

Основными достоинствами калориметрических ваттметров являются широкие пределы измеряемых мощностей ($10^{-2} \dots 10^4$ Вт); широкий диапазон частот (0,001...40 ГГц); высокая точность измерений (пределы допускаемой погрешности 0,5...10 %) [10]. Недостатками этих ваттметров являются большое время установления показаний (до единиц минут), большие габаритные размеры и масса прибора (у проточных).

6.2.5. Метод терморезистора

Принцип терморезисторного измерения мощности основан на свойствах терморезисторов изменять собственное сопротивление при нагреве под воздействием ВЧ- или СВЧ-энергии.

В зависимости от вида терморезистора различают болометрические и термисторные ваттметры.

Болометр представляет собой стеклянный вакуумный или заполненный инертным газом баллон, в который впаяна платиновая или вольфрамовая нить. Применяют также пленочные болометры, состоящие из платиновой или палладиевой пленки, нанесенной в вакууме на подложку из стекла или слюды. Примерная типовая зависимость сопротивления болометра от рассеиваемой в нем мощности и температуры окружающей среды приведена на рис. 6.7, а.

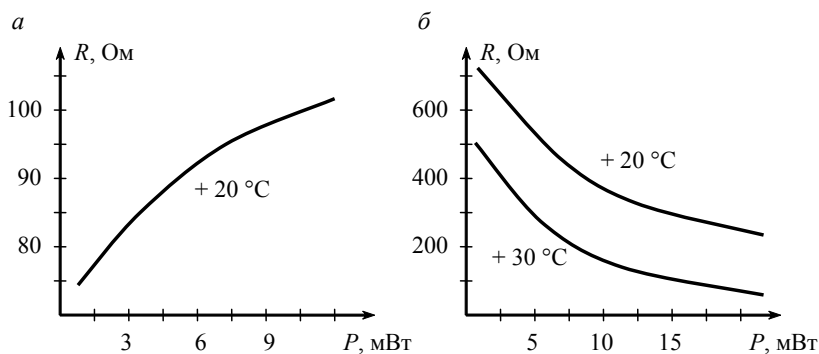


Рис. 6.7. Типовая зависимость сопротивления от рассеиваемой мощности: а — для болометра; б — для термистора

Терморезисторы изготавливают из полупроводниковой смеси окиси марганца, никеля и кобальта в форме бусинок или цилиндров, помещенных в стеклянный баллон с двумя выводами. Типичная зависимость сопротивления термистора от рассеиваемой в нем мощности и температуры окружающей среды показана на рис. 6.7, б.

Из сравнения характеристик болометров и термисторов следует, что термисторы имеют отрицательный температурный коэффициент, более высокую чувствительность, чем болометры, и большую устойчивость к перегрузкам.

Терморезисторный ваттметр состоит из следующих элементов: преобразователя, в котором размещены терморезистор и элементы согласования; измерительной схемы для измерения сопротивления терморезистора и термостабилизации; отсчетного устройства с цифровой или стрелочной индикацией; источника питания.

В коаксиальном преобразователе (рис. 6.8) терморезистор или болометр включается в разрыв центрального провода. Терморезистор находится в цепи тракта СВЧ и одновременно в цепи постоянного тока. Для развязки этих цепей (для включения в измерительную цепь) предусмотрены высокочастотный дроссель и конструктивный конденсатор, образованный внешним проводником коаксиальной линии и короткозамкнутым отрезком.

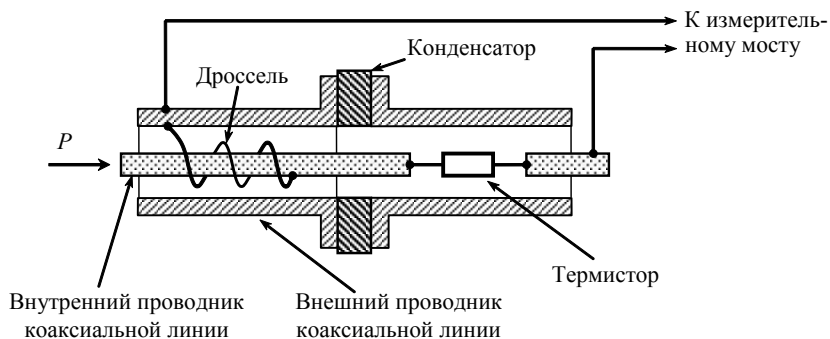


Рис. 6.8. Термисторный коаксиальный преобразователь

Измерительные схемы строят на основе неуравновешенных или уравновешенных мостов постоянного или переменного тока.

В целом терморезисторные ваттметры нашли широкое распространение в качестве поглощающих ваттметров вида МЗ (МЗ-28, МЗ-21А, МЗ-22, МЗ-10А, МЗ-51, МЗ-52, МЗ-53).

6.2.6. Термоэлектрический метод

Сущность термоэлектрического метода измерения мощности заключается в преобразовании электрической энергии в тепловую с помощью термопреобразователей (термопар) с последующим измерением термоЭДС, возникающей в результате нагрева.

Получили распространение термопреобразователи с прямым и косвенным нагревом. В термопреобразователе с прямым подогревом высокочастотный ток проходит через термопару, а в преобразователе с косвенным нагревом электромагнитная энергия нагревает резистивную пленку или проволоку, и термопара реагирует на разность температур.

В ваттметрах, работающих по термоэлектрическому методу, термопреобразователи являются основными элементами, определяющими метрологические характеристики приборов. Они определяют диапазон рабочих частот, диапазон уровней измеряемых мощностей, чувствительность, время установления показаний.

Термопреобразователи исполняются в виде вставок (головок), размещаемых в коаксиальных или волноводных трактах. Конструкции термоэлектрических вставок различны. Один из вариантов их конструктивного исполнения показан на рис. 6.9 [8].

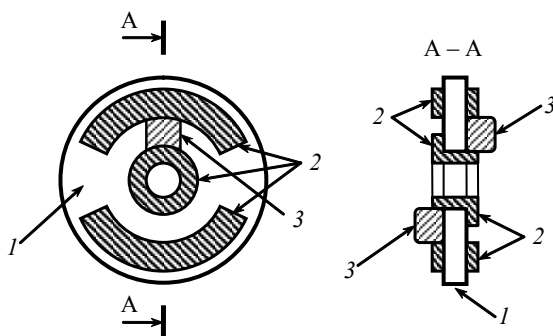


Рис. 6.9. Термоэлектрическая вставка:

1 — слюдяной диск; 2 — электроды; 3 — термопары

Термоэлектрическая вставка состоит из следующих активных элементов: слюдяного диска 1, электродов 2 для подключения к линии СВЧ; термопар 3. Термопары выполняют из двух тонких пластинок (висмут-сурьма, копель-сурьма, хромель-копель), распыленных на диэлектрическую подложку.

ТермоЭДС на выходе преобразователя измеряют вольтметром постоянного тока. При этом измеряемая мощность СВЧ сигнала P_x , мВт, связана с напряжением термоЭДС U_T , мВ, на выходе термопары через коэффициент преобразования термопреобразователя $K_{пр}$, мВ/мВт:

$$P_x = U_T / K_{пр}.$$

Получили распространение аналоговые (МЗ-21, МЗ-21А) и цифровые (МЗ-51е, МЗ-53) термоэлектрические ваттметры.

В схеме аналогового ваттметра (МЗ-21) (рис. 6.10) термоЭДС с выхода термопреобразователя подается через фильтр нижних частот на интегральный преобразователь (модулятор), формирующий из постоянного пульсирующее напряжение. После усиления усилителем низкой частоты и выпрямления фазовым детектором сигнал усиливается усилителем постоянного тока, а затем подается на стрелочный прибор, проградуированный в единицах мощности.

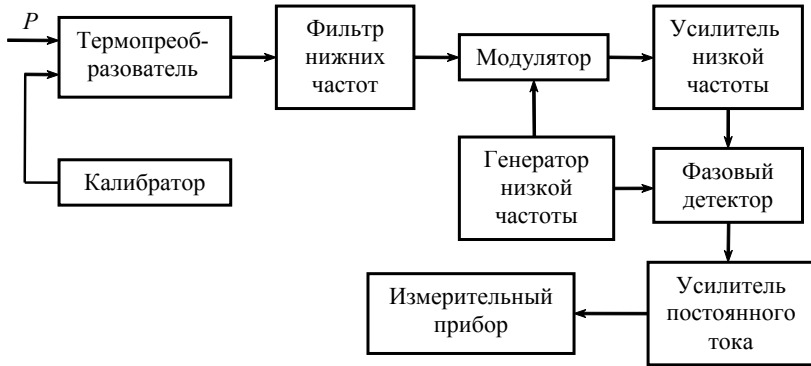


Рис. 6.10. Структурная схема аналогового термоэлектрического ваттметра

Схемой предусмотрена калибровка прибора с помощью калибратора, вырабатывающего калибровочный сигнал (меандр с частотой 20...50 Гц). С помощью опорного генератора низкой частоты ГНЧ осуществляется синхронизация интегрального преобразователя и фазового детектора.

Основные достоинства термоэлектрических ваттметров: широкий диапазон частот (0...37,5 ГГц), большие пределы измеряемых мощностей (10^{-6} ... 10^2 Вт), малое время установления показаний, высокая чувствительность, малая зависимость результата измерения от температуры окружающей среды.

6.2.7. Метод измерения проходящей мощности на основе использования направленных ответвителей

Рассматриваемый метод реализуется с помощью направленных ответвителей в сочетании с использованием ваттметров поглощающей мощности.

Направленный ответвитель — это высокочастотный прибор, обеспечивающий ответвление определенной части мощности падающей или отраженной волны. Конструктивно направленный ответвитель (рис. 6.11) состоит из главной и вспомогательной линий, электрически связанных между собой с помощью элементов связи (отверстий), расположенных на расстоянии четверти длины волны. Вспомогательная линия нагружается на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению.

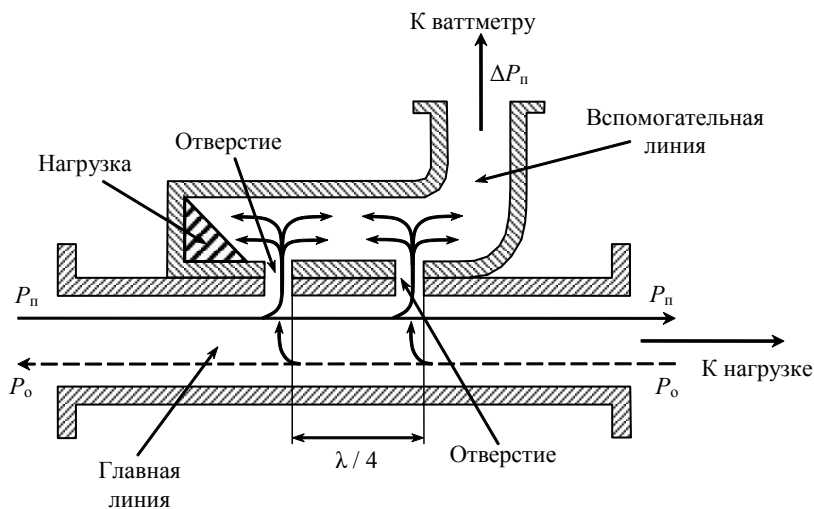


Рис. 6.11. Направленный ответвитель

В теории СВЧ доказывается, что если по главной линии распространяется падающая волна P_n к нагрузке и отраженная P_o — от нагрузки к генератору, то к выходу вспомогательной линии ответвителя поступает часть мощности ΔP_n только падающей волны.

Если ответвитель развернуть на 180° , оставив на своих местах генератор и нагрузку, то ответвляться будет часть мощности ΔP_o только отраженной волны.

Схема измерения проходящей мощности с использованием двух ответвителей, имеющих одинаковые характеристики и включенных последовательно и встречно в линию передачи, показана на рис. 6.12.

Выделение направленными ответвителями части мощности падающей и отраженной волн измеряется поглощающими ваттметрами. Результаты измерений поступают на вычитающее устройство, на выходе которого включен измеритель, градуированный в единицах мощности. Его показания соответствуют проходящей мощности, определяемой как разность частей мощности падающей и отраженной волн.

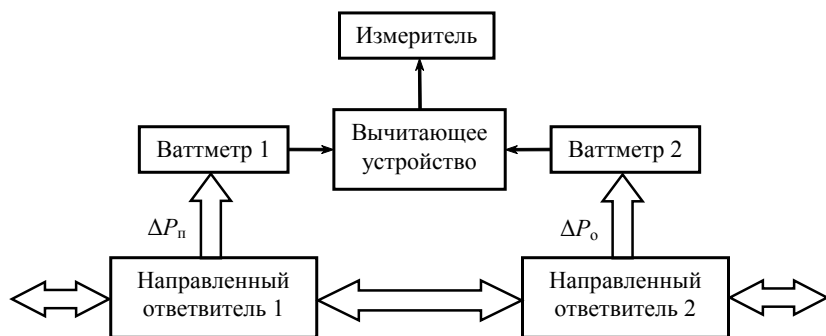


Рис. 6.12. Структурная схема измерения проходящей мощности с использованием направленных ответвителей

Измерители мощности на основе направленных ответвителей имеют широкий диапазон измерений $10^{-4} \dots 10^5$ Вт и обеспечивают пределы допускаемых погрешностей 5...15 %.

6.2.8. Метод измерения мощности, основанный на эффекте Холла

Если через полупроводниковую пластину в продольном направлении пропустить электрический ток и поместить ее в магнитное поле так, чтобы силовые линии поля были перпендикулярны направлению тока, то на поперечных гранях пластины возникает ЭДС E_x . Описанный процесс возникновения E_x называют эффектом Холла (рис. 6.13).

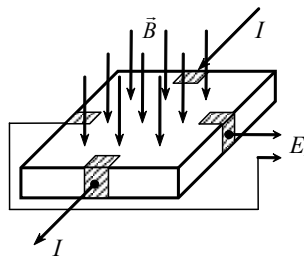


Рис. 6.13. Эффект Холла

В качестве материалов для датчиков Холла (полупроводниковых пластин) используют кристаллы германия, кремния, сплавов индия.

Величина E_x определяется следующим равенством:

$$E_x = kIB,$$

где k — коэффициент пропорциональности;

I — ток в пластине;

B — магнитная индукция.

В ваттметрах, работающих на основе описанного эффекта, датчик Холла помещают в центре волновода.

Если датчик ориентирован в электрическом поле так, что ток возникает за счет поперечной составляющей электрического поля E , а плотность потока B — за счет поперечной составляющей магнитного поля H , то напряжение Холла E_x пропорционально среднему значению плотности мощности $P_x = [EH]$. Последовательно с датчиком Холла включается измерительный прибор, показания которого будут пропорциональны ЭДС Холла E_x , а следовательно, и средней мощности сигнала, проходящего по волноводу.

Достоинствами ваттметров с датчиками Холла являются малое потребление мощности, надежность и малая инерционность, сравнительно широкий диапазон частот, возможность работать при любой нагрузке, а не только согласованной.

Недостатками ваттметров являются зависимость чувствительности от температуры окружающей среды и малый динамический диапазон.

Рассматриваемые ваттметры используют в качестве встроенных в аппаратуру приборов для контроля проходящей средней и импульсной мощностей.

6.2.9. Пондеромоторный метод измерения проходящей мощности

Данный метод основан на известном явлении преобразования энергии электромагнитного поля в механическую энергию.

Наибольшее распространение получил метод оценки пондеромоторного (механического) действия электромагнитной волны на помещенную в волновод отражающую пластинку. Такой прибор называют ваттметром крутильного типа [8].

Работа прибора основана на измерении вращающего механического момента, испытываемого помещенной в волновод металлической пластиной, при распространении по волноводу СВЧ-сигнала.

При отсутствии сигнала СВЧ пластина располагается под некоторым начальным углом к оси волновода, соответствующим нулевой отметке отсчетной шкалы. При распространении по волноводу волны типа H_{01} пластина образует диполь с электрическим моментом $p = el$, где e — точечный заряд, а l — длина диполя. Возникающая при этом пара сил создает крутящий момент M , поворачивающий пластину на угол Θ , пропорциональный измеряемой мощности сигнала: $M = pE \sin \Theta$, где E — напряженность электрического поля. Угол Θ фиксируется с помощью отсчетного устройства.

Известен также пондеромоторный ваттметр, выполненный путем удаления узкой стенки волновода и замены ее упругой пластиной, связанной с датчиком механического давления, который вырабатывает сигнал, пропорциональный уровню проходящей мощности.

Пондеромоторные ваттметры обладают высокой точностью измерения (1...2 %), потребляя незначительную мощность, малоинерционны и не боятся перегрузок.

Главными недостатками пондеромоторных ваттметров являются высокая чувствительность к вибрациям, сложность механической конструкции, требующая изготовления деталей по высшему классу точности, зависимость показаний от частоты, что вызывает необходимость использовать графики частотных поправок.

6.3. Измерение шумовых параметров устройств ТКС

Одной из главных задач в ТКС и устройствах радиотехники в целом является борьба с шумами и помехами при передаче и приеме информации. Главным образом шумы и помехи негативно проявляют себя в приемниках ТКС. Чтобы эффективно устранять или по возможности уменьшать влияние шумов и помех, безусловно, необходимо знать уровни этих шумов и помех.

6.3.1. Шумовые параметры устройств ТКС

Для оценивания шумовых свойств устройств ТКС используют следующие понятия и параметры: спектральная плотность мощности шума (СПМШ); коэффициент шума $K_{ш}$; коэффициент шума стандартный $K_{шс}$; коэффициент шума интегральный $K_{ши}$; эффективная температура шума входа четырехполюсника $T_{эф.ш}$.

СПМШ — это дифференциальная энергетическая характеристика, позволяющая оценивать уровень шума на входе устройства ТКС:

$$S(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{P_{\text{ш}}(f)}{\Delta f},$$

где $P_{\text{ш}}(f)$ — мощность сигнала шума в такой узкой полосе частот Δf , что при ее дальнейшем сужении $P_{\text{ш}}(f)$ не изменяется.

Коэффициент шума устройства ТКС (линейного четырехполюсника, приемного устройства) при независимости параметров шумового сигнала и устройства от частоты определяется как

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с. вх}} / P_{\text{ш. вх}}}{P_{\text{с. вых}} / P_{\text{ш. вых}}},$$

где $P_{\text{с. вх}}$, $P_{\text{с. вых}}$, $P_{\text{ш. вх}}$, $P_{\text{ш. вых}}$ — мощности сигнала и шума на входе и выходе устройства.

Вводя коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{\text{с. вых}} / P_{\text{с. вх}}$, можно записать

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш. вых}}}{P_{\text{ш. вх}} K_P}, \quad (6.6)$$

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш. вх}} + P_{\text{ш. вх. соб}}}{P_{\text{ш. вх}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш. вх. соб}}}{P_{\text{ш. вх}}}, \quad (6.7)$$

где $P_{\text{ш. вх. соб}}$ — мощность собственных шумов устройства, приведенная к эквиваленту на входе.

В идеальном четырехполюснике собственные шумы отсутствуют, т.е. $K_{\text{ш}} = 1$. Таким образом, $K_{\text{ш}}$ реальных четырехполюсников показывает, во сколько раз шумы на выходе реальных четырехполюсников больше шумов идеального четырехполюсника.

Из (6.7) следует, что $K_{\text{ш}}$ зависит не только от параметров устройства ТКС, но и от шумового сигнала на его входе $P_{\text{ш. вх}}$. Поэтому, чтобы избежать неоднозначности, используют нормированное значение

мощности шума на входе устройства $P_{\text{ш.о}}$ и вводят понятие коэффициента шума стандартного. Коэффициент шума стандартный определяется по формуле

$$K_{\text{ш.с}} = \frac{P_{\text{ш. вых}}}{P_{\text{ш.о}} K_p}.$$

За значение $P_{\text{ш.о}}$ принимается мощность тепловых шумов согласованной нагрузки на входе четырехполосника при температуре $T = 293,16 \text{ К}$ (20°С). По аналогии с (6.7) можно записать

$$K_{\text{ш.с}} = \frac{P_{\text{ш.о}} + P_{\text{ш. вх.соб}}}{P_{\text{ш.о}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш. вх.соб}}}{P_{\text{ш.о}}}. \quad (6.8)$$

В реальных условиях величина мощности шумов зависит также от спектра частот, в котором проводится измерение, поэтому нормируется также СПМШ. За нормированное значение СПМШ принимается величина в одну единицу kT_0 , равная СПМШ согласованной нагрузки при $T_0 = 293,16 \text{ К}$ ($kT_0 = 4 \cdot 10^{-23} \text{ Вт/Гц}$).

С учетом (6.6) можно записать

$$K_{\text{ш.с}} = \frac{P_{\text{ш. вых}}}{P_{\text{ш.о}} K_p} = \frac{S_{\text{вых}} \Delta f}{S_0 \Delta f K_p} = \frac{S_{\text{вых}}}{S_0} K_p,$$

где S_0 — нормированное значение СПМШ;

$S_{\text{вых}}$ — СПМШ на выходе четырехполосника.

По аналогии с (6.8) можно записать

$$K_{\text{ш.с}} = 1 + \frac{S_{\text{ш. вх.соб}}}{S_0} = 1 + \frac{S_{\text{ш. вх.соб}}}{kT_0}.$$

Реально полоса частот устройства ТКС не может быть бесконечно узкой, поэтому применяется интегральный коэффициент шума.

Коэффициент шума интегральный (усредненный) в полосе частот Δf определяется по формуле

$$K_{\text{ш.и}} = \frac{P_{\text{ш. вых}}}{P_{\text{ш. вх}} K_p} = \frac{P_{\text{ш. вых}}}{kT_0 \Delta f K_p},$$

где $kT_0\Delta f K_p$ — мощность шумов на выходе четырехполосника при температуре стандартного источника;
 Δf — полоса пропускания.

Если учесть, что полный шумовой сигнал на выходе состоит из шумов источника и собственных шумов четырехполосника, то

$$K_{\text{ши}} = 1 + \frac{P_{\text{ш. вых. соб}}}{kT_0\Delta f}.$$

Для маломощных устройств ТКС оценивание шумов по коэффициенту шума неудобно. Для таких устройств используется другой параметр — эффективная температура шума, т. е. температура некоторого условного теплового источника, расположенного на входе исследуемого устройства.

Эффективная температура шума входа четырехполосника $T_{\text{эф. ш}}$ связана с коэффициентом шума следующим соотношением:

$$T_{\text{эф. ш}} = (K_{\text{ш}} - 1) T_0. \quad (6.9)$$

Расчет $T_{\text{эф. ш}}$ по формуле (6.9) делать нецелесообразно, так как могут иметь место большие погрешности при малых значениях $K_{\text{ш}}$. Поэтому $T_{\text{эф. ш}}$ рекомендуется измерять.

6.3.2. Измерение шумовых параметров методом двух отсчетов

Данный метод наиболее распространен для измерения шумовых параметров приемных усилительных устройств.

Структурная схема измерения показана на рис. 6.14. На вход исследуемого четырехполосника поочередно подают от генераторов шума с известными параметрами два шумовых сигнала. На выходе четырехполосника проводится измерение значений шумовых параметров с помощью измерителя отношения шумовых сигналов (ИОШС) типа X5.

Расчет значения шумового параметра проводится по следующим формулам:

$$K_{\text{ш}} = \frac{T_2 - T_1}{(\alpha_2/\alpha_1) - 1}, \quad T_{\text{ш}} = \frac{T_2 - (\alpha_2/\alpha_1)T_1}{(\alpha_2/\alpha_1) - 1},$$

где α_1, α_2 — показания прибора при подключении соответствующего генератора шума;

T_1, T_2 — относительные шумовые температуры, подаваемые на вход испытуемого четырехполюсника.

Разновидность метода двух отсчетов с использованием одного генератора шума показана на рис. 6.15.



Рис. 6.14. Структурная схема измерения шумовых параметров методом двух отсчетов

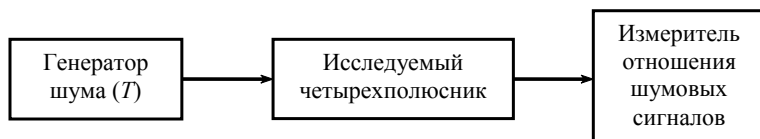


Рис. 6.15. Структурная схема измерения шумовых параметров методом двух отсчетов с использованием одного генератора шума

В качестве первого шумового сигнала используется СПМШ с генератора шума в выключенном состоянии. В выключенном состоянии генератор шума обеспечивает нормированное значение мощности $P_{ш0}(S_0)$.

Второй шумовой сигнал подается от включенного генератора шума. Величина этого сигнала $P_{шг}(S_r)$ определяется из эксплуатационной документации генератора шума.

Коэффициент шума определяется по следующим расчетным формулам:

$$K_{ш.с} = \frac{S}{(\alpha_2/\alpha_1) - 1}, \quad K_{ш.с} = \frac{T - 1}{(\alpha_2/\alpha_1) - 1},$$

где S — СПМШ генератора;

T — относительная шумовая температура генератора.

При использовании метода двух отсчетов имеют место погрешности измерения из-за собственных шумов индикатора и погрешности измерения отношения α_2/α_1 . Указанные погрешности уменьшаются при использовании в схеме измерения аттенюатора (рис. 6.16).

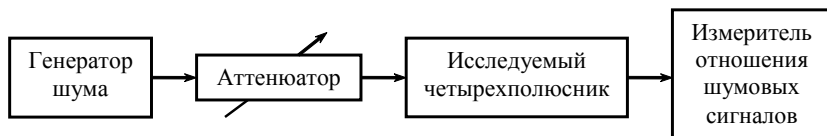


Рис. 6.16. Структурная схема измерения шумовых параметров методом двух отсчетов с использованием аттенюатора

В этом случае добиваются одинаковых показаний измерителя при двух различных положениях переключателя аттенюатора. Результат измерения соответствует в данном случае следующему равенству:

$$T_{ш} = \left(T_2 - \frac{n_2}{n_1} T_1 \right) / \left(\frac{n_2}{n_1} - 1 \right),$$

где n_1, n_2 — коэффициенты передачи аттенюатора.

Измерение мощностей шумовых сигналов в данном случае заменяется измерением отношений уровней сигналов с частотной модуляцией.

Одна из разновидностей схем, реализующая рассматриваемый метод, показана на рис. 6.17.

В основе метода использовано раздельное измерение уровня шума калиброванного генератора шума (ГШК) и исследуемого устройства.

Первоначально измерительное устройство подключают к ГШК и проводят калибровку индикатора измерительного устройства. Входной сигнал ГШК модулируется низкочастотным сигналом (типа меандр). Переменная составляющая, выделенная узкополосным усилителем из разностного сигнала, пропорциональна уровню шума ГШК.

На втором этапе измерения ГШК выключают и к измерительному устройству подключают исследуемое устройство. Переменная составляющая разностного сигнала пропорциональна в данном случае уровню шума исследуемого четырехполосника.

Таким образом, если сериями последовательностей импульсов попеременно модулировать сигнал с ГШК и четырехполосника и на вы-

ходе усилителя синхронно разделять сигналы, пропорциональные уровню шума, то по шкале индикатора можно непрерывно измерять $K_{ш}$ четырехполосника.

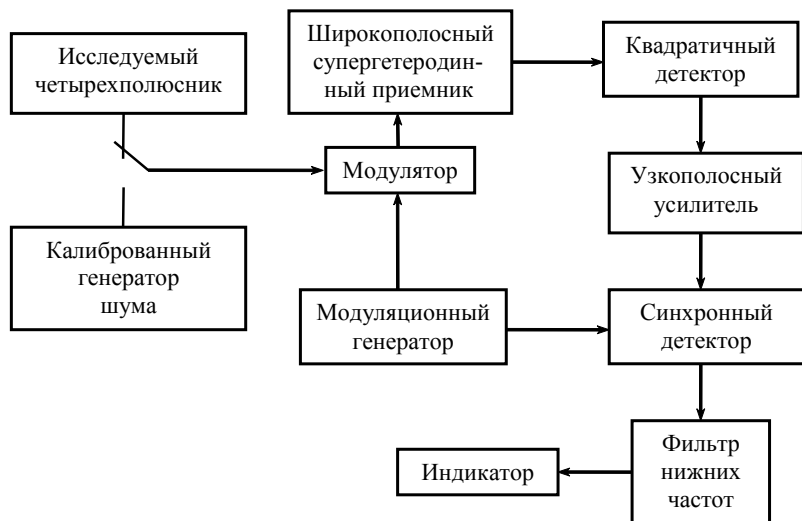


Рис. 6.17. Структурная схема измерения шумовых параметров

Достоинства схемы: высокая чувствительность; возможность подключения через направленные ответвители, т. е. возможность измерения при работе четырехполосника на реальную нагрузку.

Разновидностью модуляционного метода является нулевой модуляционный метод, где измерительный приемник используется в качестве нуль-индикатора, а отсчет отношений уровней сигналов для определения коэффициента шума осуществляется по шкале измерительного аттенюатора.

Глава 7

Измерение параметров элементов электрических цепей

7.1. Общие сведения о параметрах элементов

При эксплуатации телекоммуникационных систем часто возникает необходимость оценки параметров элементов электрических цепей различных радиотехнических устройств. Наиболее распространенными пассивными линейными элементами радиоэлектронных устройств, параметры которых приходится измерять, являются резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, колебательные контуры. Указанные элементы характеризуются своими основными и сопутствующими (паразитными) параметрами.

Для резистора основным параметром считается сопротивление электрическому току R , а сопутствующими — индуктивность L_R и емкость C_R .

Основным параметром конденсатора является электрическая емкость C , а сопутствующими — индуктивность обкладок и выводов L_C и сопротивление потерь в диэлектрике R_C . Эквивалентная схема конденсатора в общем случае состоит из трех элементов (рис. 7.1, *a*).

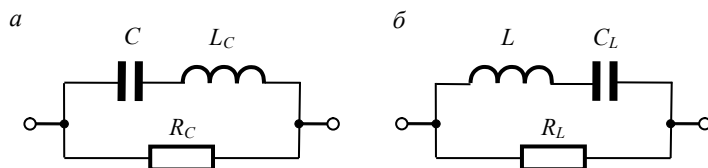


Рис. 7.1. Эквивалентные схемы замещения:

a — конденсатора; *б* — индуктивности

Потери, имеющие место в конденсаторе, учитывают с помощью активного сопротивления, которое по отношению к конденсатору вклю-

чается последовательно (r) или параллельно (R). Показателем потерь в конденсаторе является тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta_c$:

$$\operatorname{tg} \delta_c = \frac{U_r}{U_c} = \frac{1}{R\omega C} = r\omega C.$$

Для катушки индуктивности основным параметром является индуктивность L , сопутствующими — сопротивление потерь R_L и собственная емкость катушки C_L . Эквивалентная схема катушки индуктивности, как и конденсатора, в общем случае состоит из трех элементов (рис. 7.1, б). Показателем потерь в катушке индуктивности является добротность Q :

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{R}{\omega L}.$$

Приборы для измерения параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными относят к подгруппе, обозначаемой буквой Е, а по виду делят на следующие:

- Е2 — измерители полных сопротивлений;
- Е3 — измерители индуктивности;
- Е4 — измерители добротности;
- Е6 — измерители сопротивлений;
- Е7 — универсальные измерители параметров;
- Е8 — измерители емкостей;
- Е9 — преобразователи параметров.

7.2. Метод вольтметра-амперметра

7.2.1. Измерение активного сопротивления

Метод вольтметра-амперметра является косвенным, так как сводится к измерению тока и напряжения в цепи с измеряемым сопротивлением и последующим расчетом его по закону Ома.

Суть метода поясняется схемами на рис. 7.2. Достоинство его состоит в том, что резистор, сопротивление которого измеряется, можно поставить в реальные условия работы, т. е. пропускать через него

реально действующий ток, что важно при измерении сопротивлений, значения которых зависят от тока. Например, этим способом можно измерять вольт-амперные характеристики нелинейных двухполюсников, таких как варисторы, терморезисторы и др.

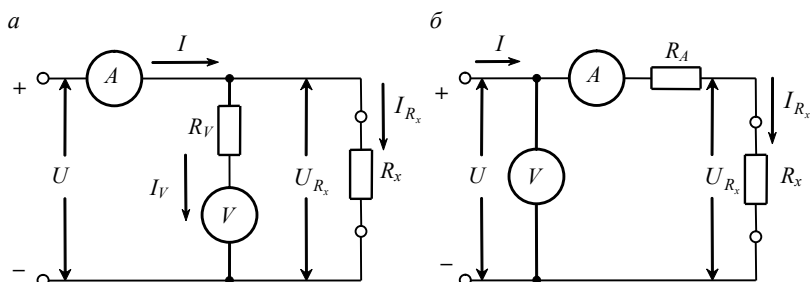


Рис. 7.2. Схемы измерения активного сопротивления:

a — методом вольтметра; *б* — методом амперметра

Действительное значение измеряемого сопротивления

$$R_x = U_{R_x} / I_{R_x}.$$

Реальное значение R_x^* , измеренное по схемам, приведенным на рис. 7.2, *a* и *б*, будет отличаться от действительного R_x из-за конечных значений внутренних сопротивлений приборов R_V и R_A , т. е. будет иметь место методическая погрешность.

Для схемы на рис. 7.2, *a* справедливо равенство

$$R_x^* = \frac{U_{R_x}}{I - I_V} = \frac{U_{R_x}}{I - U_{R_x} / R_V},$$

где I_V — ток, протекающий через вольтметр;

R_V — сопротивление вольтметра.

Абсолютная методическая погрешность

$$\Delta R_x = R_x^* - R_x = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V} - R_x = -\frac{R_x^2}{R_x + R_V}.$$

Относительная погрешность

$$\delta = -\frac{R_x}{R_x + R_V} \cdot 100 \%. \quad (7.1)$$

Из выражения (7.1) для δ следует, что схемой (рис. 7.2, а) следует пользоваться в тех случаях, когда R_V велико по сравнению с R_x , т. е. при измерении малых сопротивлений.

Для схемы на рис. 7.2, б справедливо равенство

$$\Delta R_x = R_x^* - R_x = R_A + R_x - R_x = R_A,$$

где R_A — сопротивление амперметра.

Относительная погрешность

$$\delta = \frac{R_A}{R_x} \cdot 100 \%.$$

В данном случае относительная методическая погрешность обратно пропорциональна R_x , следовательно, эту схему целесообразно использовать, когда $R_A < R_x$, т. е. при больших значениях сопротивления R_x .

7.2.2. Измерение емкости

Схемы измерений, поясняющие сущность метода, представлены на рис. 7.3.

Суть метода состоит в том, что по показаниям приборов, измеряющих переменный ток и напряжение, можно рассчитать точное сопротивление конденсатора C_x , включенного в схему измерения:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2},$$

где X_C — реактивное сопротивление конденсатора, $X_C = 1/(2\pi f C_x)$.

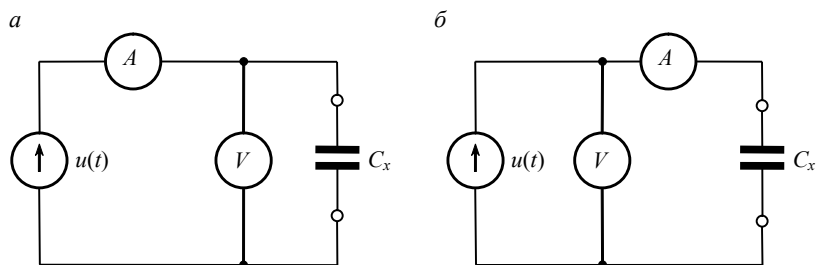


Рис. 7.3. Схемы измерения емкости:

а — методом вольтметра; б — методом амперметра

Если потери малы, т. е. активная составляющая полного сопротивления значительно меньше его реактивной составляющей $R \ll X_C$, то $1/(2\pi f C_x) = U/I$. Тогда

$$C_x = \frac{I}{U} \cdot \frac{1}{2\pi f}. \quad (7.2)$$

Схему на рис. 7.3, а применяют для измерения емкостей, сопротивления которых X_C значительно меньше входного сопротивления вольтметра ($X_C \ll R_V$), т. е. для измерения больших емкостей.

Наоборот, схему на рис. 7.3, б применяют для измерения меньших емкостей, сопротивления которых значительно больше сопротивления амперметра ($X_C \gg R_A$). Сопротивление определяют с учетом частоты сигнала из условия (7.2). Данным методом возможно измерение емкостей в диапазоне 1000 пФ...1000 мкФ.

7.2.3. Измерение индуктивности

Измерение индуктивности методом вольтметра-амперметра проводится по схемам, аналогичным схемам для измерения емкости (см. рис. 7.3).

Полное сопротивление индуктивности

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2},$$

где X_L — реактивное сопротивление индуктивности, $X_L = 2\pi f L_x$.

Если потери малы, т. е. активная составляющая полного сопротивления значительно меньше его реактивной составляющей $R \ll X_L$, то $2\pi f L_x = U/I$. Тогда

$$L_x = \frac{U}{I} \cdot \frac{1}{2\pi f}.$$

Питание измерительной схемы осуществляется от генератора переменного напряжения, как и в схемах для измерения емкости. Частоту напряжения $u(t)$ выбирают равной частоте сигнала в реальной цепи.

Критерии использования метода вольтметра или метода амперметра такие же, как и при измерении емкости. Метод вольтметра применяется в случае, когда $X_L \ll R_V$, а метод амперметра, когда $X_L \gg R_A$.

Данным методом возможно измерение индуктивностей в диапазоне 1 мкГн...100 Гн. Погрешность измерения определяется погрешностями измерения напряжения и тока.

7.3. Электронный омметр

Принцип работы электронных омметров основан, как правило, на двух методах: методе стабилизированного тока в цепи делителя и методе преобразования измеряемого сопротивления в пропорциональное ему напряжение.

Схема омметра, построенная по методу стабилизированного тока в цепи делителя, представлена на рис. 7.4. В данной схеме делитель, составленный из R_0 и R_x , питается от источника опорного напряжения U_0 . Падение напряжения на резисторе R_x усиливается усилителем с большим входным сопротивлением.

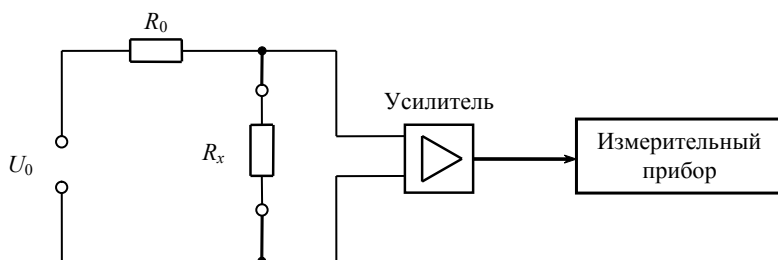


Рис. 7.4. Схема измерения сопротивления методом стабилизированного тока в цепи делителя

Выходное напряжение усилителя зависит от величины измеряемого сопротивления R_x , так как напряжение, действующее на R_x , несет информацию о значении этого сопротивления.

Однако строгой линейной зависимости между R_x и величиной измеряемого напряжения не будет, так как с изменением R_x будет изменяться не только напряжение на нем, но и общий ток, протекающий через делитель $R_0 - R_x$. Чтобы ток, протекающий через R_x , мало изменялся, нужно обеспечить выполнение условия $R_x \ll R_0$. Однако при малом R_x сказывается влияние сопротивления соединительных проводов, что вызывает потребность непосредственного подключения прибора к измеряемому сопротивлению. Для рассматриваемой схемы

$$\alpha = K \frac{U_0}{R_x + R_0} R_x, \quad (7.3)$$

где α — уравнение шкалы измерительного прибора;

K — коэффициент передачи усилителя.

Из формулы (7.3) видно, что шкала таких омметров нелинейная в диапазоне показаний от 0 до ∞ . При $R_x \ll R_0$ можно считать, что

$$\alpha \approx K \frac{U_0}{R_0} R_x,$$

следовательно, шкала прибора будет более линейной.

Приборы такого типа обеспечивают измерение малых сопротивлений, когда $R_x < R_0$ (Е6-12, Е6-16, Е6-18).

Для повышения точности измерения весь диапазон измерений разбивается на поддиапазоны, каждому из которых соответствует свое значение R_0 . Переключением R_0 выбирают наиболее удобную шкалу для отсчитывания показаний в требуемом диапазоне измерений.

В схеме, реализующий метод преобразования сопротивления в напряжение, применяется операционный усилитель с отрицательной обратной связью (рис. 7.5). Такие схемы используют для измерения средних и больших сопротивлений.

Измеряемый резистор R_x включается в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя, имеющего большой коэффициент усиления и большое входное сопротивление. Известно, что для таких схем [4]:

$$U_x = U_0 \frac{R_x}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + 1/(K\beta)},$$

где K — коэффициент передачи усилителя без обратной связи;
 β — коэффициент обратной связи, $\beta = R_0/(R_0 + R_x)$.

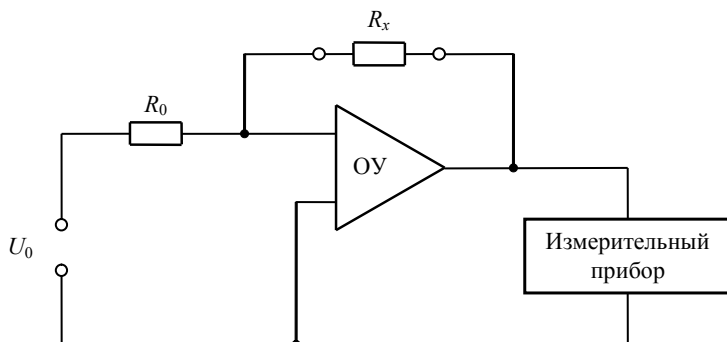


Рис. 7.5. Схема омметра на операционном усилителе

При большом коэффициенте усиления, т. е. когда $K\beta > 1$, можно записать

$$U_x = U_0 \frac{R_x}{R_0}.$$

Уравнение шкалы прибора в данном случае

$$\alpha = K \frac{U_0}{R_0} R_x.$$

В анализируемой схеме омметр имеет равномерную шкалу. Такие омметры используют в основном для измерения сопротивлений до сотен мегаом (например, омметр Е6-10). Заметим, что в схемах на рис. 7.4 и 7.5 R_x и R_0 можно поменять местами. В этом случае для схемы рис. 7.4 будет справедливо равенство

$$\alpha = K \frac{U_0}{R_x + R_0} R_0.$$

Шкала прибора неравномерная с диапазоном показаний от ∞ до 0. Эта схема омметра используется для измерения больших сопротивлений, когда $R_x > R_0$.

Для схемы рис. 7.5 после перемены местами R_x и R_0 уравнение шкалы будет следующим:

$$\alpha = K \frac{U_0}{R_x} R_0.$$

Шкала прибора неравномерная. Такие схемы применяют в основном для измерения больших сопротивлений (например, тераомметры Е6-13, Е6-14).

7.4. Мостовые методы измерения параметров элементов

В измерительной практике используют разнообразные измерительные мосты. Получили распространение мосты постоянного и переменного тока, уравновешенные и неуравновешенные мостовые схемы.

7.4.1. Уравновешенные мосты

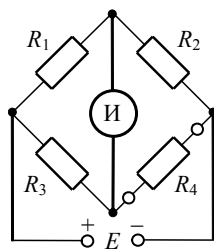


Рис. 7.6. Четырехплечий мост постоянного тока

Мост постоянного тока (рис. 7.6) состоит из четырех резисторов R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , образующих четыре плеча схемы, источника питания E и индикатора И.

Условием баланса (уравновешивания) такого моста является отсутствие тока через индикатор И, что обеспечивается равенством произведений величин сопротивлений противоположных плеч моста:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3,$$

откуда, если принять $R_x = R_4$, получаем

$$R_x = R_4 = \frac{R_2}{R_1} R_3.$$

Равновесие моста достигается изменением R_3 и отношения R_2/R_1 . Отношение сопротивлений R_2/R_1 называют масштабным множителем, его значение выбирается равным 10^n , где n — целое положительное или отрицательное число с переходом через нуль. Плечо R_3 моста в этом случае называют плечом уравнивания.

Метод измерительного моста переменного тока находит широкое применение для измерения омического сопротивления, емкости, тангенса угла потерь, индуктивности, добротности.

В отличие от мостов постоянного тока, здесь в одну диагональ моста включен источник переменного напряжения (генератор низкой частоты), в другую — нулевой индикатор переменного напряжения, плечи моста — двухполюсники с полным сопротивлением Z (рис. 7.7).

Равновесие моста достигается при условии равенства произведений комплексных сопротивлений противоположных плеч:

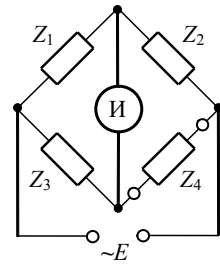


Рис. 7.7. Четырех-плечий мост переменного тока

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3. \quad (7.4)$$

В показательной форме это равенство будет иметь вид

$$|Z_1| \cdot |Z_4| e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = |Z_2| \cdot |Z_3| e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}, \quad (7.5)$$

где $|Z_1| \dots |Z_4|$ — модули полных сопротивлений плеч;

$\varphi_1 \dots \varphi_4$ — фазовые сдвиги между током и напряжением в соответствующем плече.

Равенство (7.5) можно представить в виде двух выражений. Равенство произведений модулей комплексных сопротивлений противоположащих плеч:

$$|Z_1| \cdot |Z_4| = |Z_2| \cdot |Z_3|. \quad (7.6)$$

Равенство сумм аргументов комплексных сопротивлений противоположащих плеч:

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (7.7)$$

Уравнение (7.6) называют баланс амплитуд, а уравнение (7.7) — баланс фаз моста.

Равенства (7.6) и (7.7) определяют условия равновесия моста. Они показывают, что мост переменного тока нужно уравнивать регулировкой активной и реактивной составляющих плеч, т. е. равновесие осуществляется по модулям и фазам. При этом уравнения (7.6) и (7.7) равносильны и обязательны для достижения равновесия моста. Условие (7.7) указывает, при каком расположении плеч в зависимости от их характера можно уравновесить схему. Если смежные плечи, например третье и четвертое (см. рис. 7.7), имеют чисто активные сопротивления R_3 и R_4 , т. е. $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$, то два других смежных плеча могут иметь или индуктивный, или емкостный характер. Если противоположные плечи чисто активные, то одно из двух других сопротивлений должно быть индуктивным, а другое — емкостным.

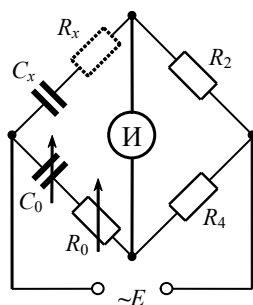


Рис. 7.8. Мост для измерения емкости

Рассмотрим мост для измерения емкости и угла потерь конденсаторов (рис. 7.8).

Два его плеча составлены из магазинов сопротивлений R_2 и R_4 . Третье плечо образовано последовательно соединенными образцовым конденсатором C_0 и переменным резистором с малым сопротивлением R_0 . Образцовый конденсатор выбирается с малыми потерями, которыми можно пренебречь. В третье плечо включен измеряемый конденсатор C_x , сопротивление потерь в котором R_x .

Полные сопротивления плеч в данной схеме определяются следующими равенствами:

$$Z_1 = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_0 + \frac{1}{j\omega C_0}; \quad Z_4 = R_4.$$

Согласно формуле равновесия моста (7.4) имеем

$$\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right) R_4 = \left(R_0 + \frac{1}{j\omega C_0} \right) R_2,$$

или

$$R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = R_0 \frac{R_2}{R_4} + \frac{1}{j\omega C_0} \cdot \frac{R_2}{R_4}.$$

Приравняв отдельно действительные и мнимые части, получим

$$R_x = R_0 \frac{R_2}{R_4}, \quad C_x = C_0 \frac{R_4}{R_2}.$$

Угол потерь δ_x , дополняющий δ_x до 90° , определяется выражением $\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_0 C_0$.

В качестве регулируемых элементов мостов чаще всего используют резисторы, так как они проще и дешевле по сравнению с регулируемой емкостью и магазином индуктивностей.

Процессы уравнивания моста переменного тока для измерения индуктивности катушки рассмотрим на примере схемы на рис. 7.9.

Здесь для измерения индуктивности L_x используют образцовый конденсатор C_0 , включаемый в плечо, противоположное плечу с измеряемой индуктивностью. Параллельно с конденсатором C_0 включают резистор R_0 . В остальные два плеча включают магазины сопротивлений R_2 и R_3 .

Полные сопротивления плеч определяются равенствами

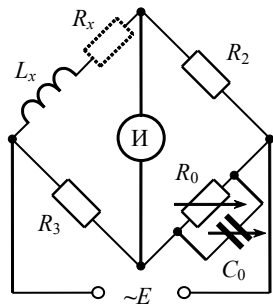


Рис. 7.9. Мост для измерения индуктивности

$$Z_1 = R_x + j\omega L_x; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3; \quad Z_4 = \frac{R_0}{1 + j\omega C_0 R_0}.$$

Равновесие моста определяется равенством

$$\frac{(R_x + j\omega L_x)R_0}{1 + j\omega C_0 R_0} = R_2 R_3,$$

из которого следует, что

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_0}, \quad L_x = C_0 R_2 R_3, \quad Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega C_0 R_0.$$

На основании изложенного можно заключить, что для мостов, у которых два плеча содержат только активные сопротивления, а два

других — реактивные (см. рис. 7.8, 7.9), справедливы следующие утверждения:

- если активные сопротивления находятся в смежных плечах (рис. 7.8) R_2 и R_4 и $\varphi_2 = \varphi_4 = 0$, то два других плеча должны содержать сопротивления одного характера (индуктивного или емкостного), что обеспечивает выполнение условия $\varphi_1 = \varphi_3 = 0$;
- если активные сопротивления расположены в противоположных плечах (рис. 7.9) R_2 и R_3 и $\varphi_2 = \varphi_3 = 0$, то характер сопротивлений двух других плеч должен быть противоположным, что обеспечивает выполнение условия $\varphi_1 = -\varphi_4$.

Погрешности измерений параметров цепей с использованием рассматриваемых мостов составляют десятые и сотые доли процента от измеряемой величины.

Эти погрешности определяются следующими причинами: погрешностью значений образцовых элементов схемы моста; влиянием паразитных связей между элементами схемы; влиянием нестабильности параметров элементов схемы; нестабильностью частоты источника переменного напряжения и др.

Типовая схема трансформаторного моста представлена на рис. 7.10. Обмотки трансформатора напряжения Тр1 включают согласованно, а обмотки трансформатора тока Тр2 — встречно.

При включенном источнике переменного напряжения E через Тр1 осуществляется питание моста. За счет токов I_x и I_0 , протекающих через обмотки W_1, W_2, W_3, W_4 , на образцовом сопротивлении Z_0 и измеряемом сопротивлении Z_x происходит падение напряжения. Изменяя число витков n_3, n_4 , можно добиться уравнивания моста, т. е. нулевого показания вольтметра V .

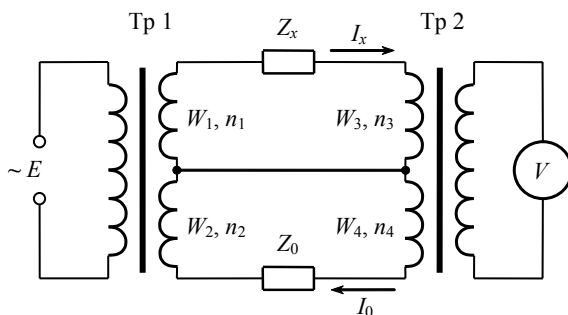


Рис. 7.10. Трансформаторный мост

Условие равновесия моста:

$$I_x n_3 = I_0 n_4. \quad (7.8)$$

Учитывая, что

$$I_x = E \frac{n_1}{n_1 + n_2} \cdot \frac{1}{Z_x}, \quad I_0 = E \frac{n_2}{n_1 + n_2} \cdot \frac{1}{Z_0},$$

уравнение равновесия моста (7.8) примет вид

$$Z_x = Z_0 \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{n_3}{n_4}. \quad (7.9)$$

Из (7.9) следует, что условие равновесия трансформаторного моста определяется отношением числа витков, на которое не влияют внешние факторы. При постоянном значении образцового сопротивления R_0 можно обеспечить широкие пределы измерений за счет изменения количества витков в трансформаторах Тр1 и Тр2. Трансформаторные мосты обеспечивают относительную погрешность в диапазоне звуковых частот 0,001...0,01 %. На основе трансформаторных мостов реализованы измерители индуктивности (ЕЗ-3) и измерители емкости (Е8-4)

7.4.2. Неуравновешенные мосты

Работу неуравновешенных мостов поясним схемой, приведенной на рис. 7.11, которая представляет собой схему Т-образного моста.

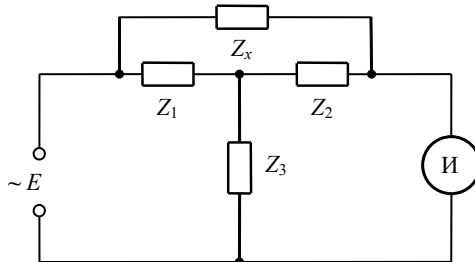


Рис. 7.11. Схема неуравновешенного моста

В отличие от уравновешенных мостов, рассматриваемый мост не требует балансировки. Результат измерения сразу индицируется индикатором. Оперативность получения результата измерения в данном методе на порядки выше, чем при измерениях уравновешенных мостов, так как балансировка моста отсутствует, а именно она и определяет продолжительность измерения. В то же время погрешности данных измерений существенно больше, чем измерения уравновешенных мостов.

7.5. Цифровые измерители параметров элементов электрических цепей

Цифровые измерители параметров элементов имеют хорошую возможность сопряжения с другими цифровыми приборами и средствами вычислительной техники и, следовательно, могут работать в составе информационно-измерительных систем.

Достаточно широкое применение при реализации цифровых измерителей параметров элементов электрических цепей получили метод дискретного счета и метод уравнивающего преобразования.

7.5.1. Метод дискретного счета

Основой данного метода является преобразование измеряемого параметра в пропорциональный ему временной интервал с последующим измерением длительности интервала путем его заполнения последовательностью коротких импульсов.

Реализацию метода рассмотрим на примере измерения величины омического сопротивления R_x .

Структурная схема цифрового измерителя с апериодическим рядом образцовой емкости C через измеряемый резистор R_x приведена на рис. 7.12.

Принцип действия схемы омметра поясняют временные диаграммы, приведенные на рис. 7.13. До начала измерений (в момент t_0) коммутатор по сигналу управляющего устройства подключает конденсатор C к источнику электропитания, который заряжает конденсатор C до напряжения U_C .

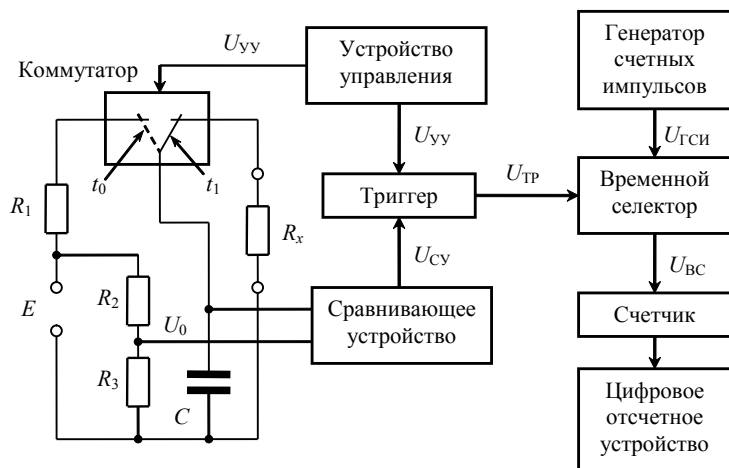


Рис. 7.12. Структурная схема цифрового измерителя параметров элементов

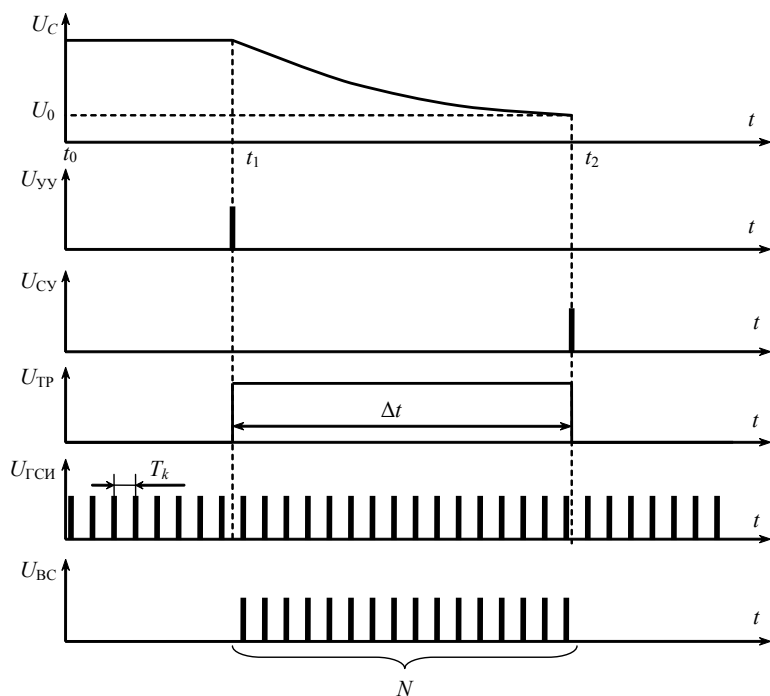


Рис. 7.13. Временные диаграммы работы цифрового измерителя параметров элементов

В момент начала измерений t_1 управляющее устройство обеспечивает переключение коммутатора, и конденсатор C начинает разряжаться через измеряемый резистор R_x . Одновременно управляющее устройство переводит триггер в состояние «1», который, в свою очередь, открывает временной селектор, и начинается формирование временного интервала Δt , а также подсчет счетчиком тактовых импульсов с периодом следования T_k .

В момент времени t_2 , когда напряжение разряда конденсатора C станет равным опорному напряжению U_0 , снимаемому с резистора R_3 , срабатывает сравнивающее устройство и переводит триггер в состояние «0».

Временной селектор закрывается, прекращаются подсчет импульсов и формирование временного интервала Δt . При этом величина Δt будет пропорциональна постоянной времени τ_p разряда конденсатора C через R_x и количеству импульсов счета N :

$$\Delta t = \tau_p = CR_x = NT_k,$$

откуда

$$R_x = NT_k/C = KN.$$

Погрешность измерения в рассматриваемом случае зависит в основном от нестабильности элементов схемы (R_1 , R_2 , R_3 , C), нестабильности генератора счетных импульсов и составляет обычно 0,1...0,2 %.

7.5.2. Метод уравнивающего преобразования

Метод уравнивающего преобразования основан на сравнении измеряемой величины R_x , L_x , C_x с образцовой. При этом в качестве схемы сравнения часто используют мостовые трансформаторные или мостовые RLC -схемы.

В RLC -мостовых схемах одно или несколько уравнивающих плеч моста выполняют в виде устройства, в котором происходит ступенчатое изменение значения R или C .

Принцип действия уравнивающего моста рассмотрим на примере схемы, представленной на рис. 7.14.

Измеряемая емкость C_x , элементы C , R и элементы преобразователя кода образуют мост, в одну диагональ которого подается сигнал от источника переменного напряжения, например частотой 1000 Гц. Раз-

баланс моста фиксируется устройством сравнения, выходной сигнал которого подается на устройство управления. В зависимости от знака и величины разбаланса устройство управления вырабатывает цифровой кодовый сигнал, подаваемый на преобразователь кода. В последнем, в соответствии с поступающей от устройства управления кодовой комбинацией, происходит подключение в схему моста соответствующих уравнивающих элементов, обеспечивающих в общем случае раздельное и независимое уравнивание двух независимых составляющих конкретного сопротивления Z_x .

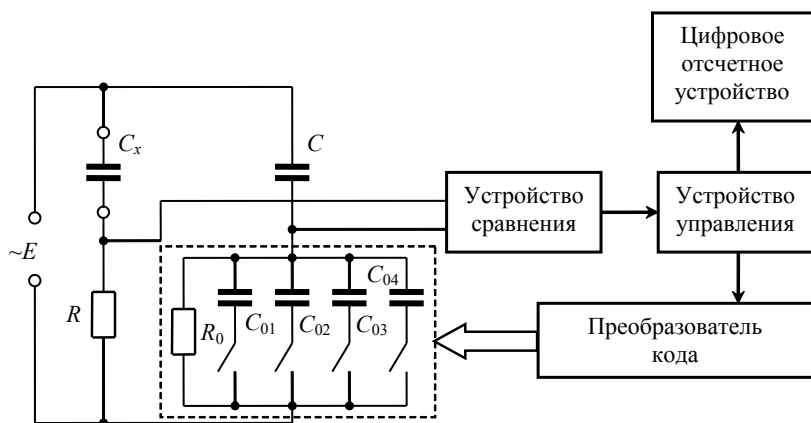


Рис. 7.14. Структурная схема цифрового уравнивающего моста

По способу уравнивания различают схемы с односторонним и следящим уравниванием.

В мостовых схемах с односторонним уравниванием подбор уравнивающих элементов происходит по определенной программе. Процесс уравнивания начинается с подключения элементов, соответствующих старшим разрядам кода, и заканчивается подключением элементов, соответствующих младшим разрядам кода.

При следящем уравнивании балансировка моста может начинаться с подключения любых значений уравнивающих элементов, и процесс уравнивания может меняться в любую сторону.

Описываемый метод лежит в основе работы автоматических мостов.

Рассматриваемые схемы обеспечивают погрешность измерения параметра около 0,01 %.

7.6. Резонансный метод измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивностей

Резонансный метод измерения параметров элементов радиотехнических цепей основан на возникновении явления электрического резонанса в колебательном LC -контуре при вполне определенных значениях емкости и индуктивности.

Значение измеряемого параметра определяется исходя из известной формулы

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}.$$

После преобразования получаем зависимости, пригодные для определения емкости C_x и индуктивности L_x :

$$C_x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_0}; \quad L_x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_0}. \quad (7.10)$$

На основе резонансного метода разработаны различные приборы для измерения отдельных параметров компонентов цепей, однако наиболее полно рассматриваемый метод реализуется в измерителях добротности (куметрах).

В общем случае куметр позволяет измерять добротность катушек индуктивностей, емкость и тангенс угла диэлектрических потерь конденсаторов, полное сопротивление и проводимость двухполюсников и так далее.

Упрощенная схема куметра представлена на рис. 7.15. При измерении индуктивности L_x испытуемая катушка индуктивности подключается к зажимам 1 и 2. Изменением емкости образцового конденсатора C_0 по максимуму показания вольтметра добиваются резонанса контура $L_x C_0$. Отсчитывая C_0 , имеем все данные для определения L_x по выражению (7.10).

При измерении емкости конденсатора C_x ($C_x < C_0$) испытуемый конденсатор подключается к зажимам 2 и 3, а к зажимам 1 и 2 подключается катушка с индуктивностью L_0 , тогда

$$C_x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_0} - C_0.$$

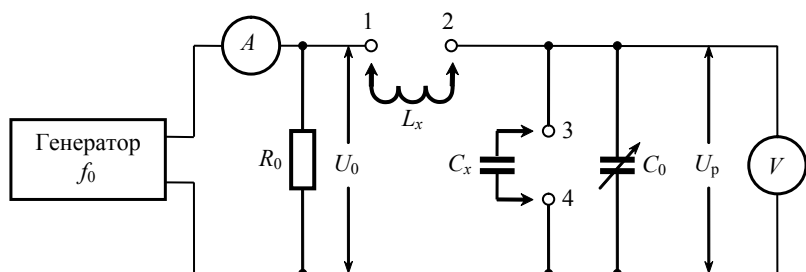


Рис. 7.15. Структурная схема куметра

Определение добротности с помощью куметров основано на свойстве последовательного колебательного контура иметь при резонансе на реактивных элементах напряжение U_p , в Q раз большее напряжения возбуждения U_0 , т. е.

$$U_p = U_{C_0} = QR_0 I = Q U_0,$$

где U_{C_0} — напряжение на конденсаторе C_0 ;
 I — ток, протекающий через резистор R_0 .

При настройке последовательного колебательного контура в резонанс его добротность

$$Q = \frac{U_p}{U_0} = \frac{1}{IR_0} U_p.$$

Поскольку ток, протекающий через резистор R_0 , в процессе измерения поддерживается неизменным, шкалу вольтметра, измеряющего U_p , можно градуировать в единицах добротности Q .

Глава 8

Измерение уровней передачи, рабочего затухания и рабочего усиления

8.1. Общие сведения

В технике связи принято оценивать мощности, напряжения и токи сигналов не только их абсолютными значениями в ваттах, вольтгах и амперах, но и в относительных логарифмических единицах — уровнях мощности, напряжения и тока. При использовании логарифмических единиц упрощаются арифметические расчеты: действия умножения и деления заменяются сложением и вычитанием, а порядок логарифмических величин, с которыми приходится оперировать, оказывается более низким, чем при использовании абсолютных величин.

Различают абсолютные и относительные уровни передачи.

Абсолютные уровни используются для оценки абсолютных величин мощности p_m , напряжения p_n , тока p_t и определяются по следующим формулам:

$$p_m = 10 \lg \frac{P(\text{мВт})}{1} \quad [\text{дБ}];$$

$$p_n = 20 \lg \frac{U(\text{мВ})}{775} \quad [\text{дБ}];$$

$$p_t = 20 \lg \frac{I(\text{мА})}{1,29} \quad [\text{дБ}],$$

где 1 мВт, 775 мВ, 1,29 мА — мощность, напряжение и ток, принятые за единичные;

P , U , I — мощность, напряжение и ток соответственно.

Указанные мощности, напряжения и токи получаются на согласованной нагрузке нормального генератора (рис. 8.1).

Нормальным генератором называется генератор, имеющий внутреннее сопротивление $R_r = 600 \text{ Ом}$ и ЭДС $E = 1,55 \text{ В}$ ($2 \times 775 \text{ мВ}$) с частотой $f = 800 \text{ Гц}$.

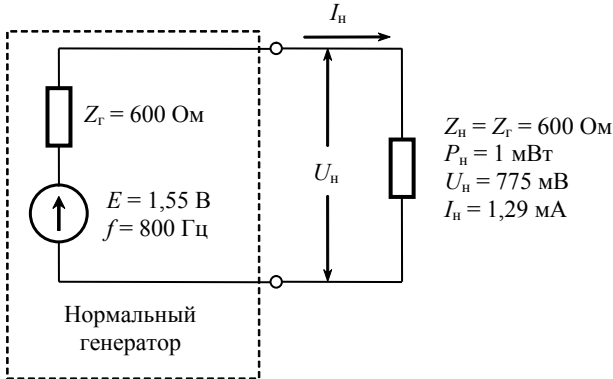


Рис. 8.1. Эквивалентная схема нормального генератора

По известным абсолютным уровням легко найти соответствующие мощности, напряжение и ток:

$$\begin{aligned}
 P &= 1 \cdot 10^{P_{\text{м(дБ)}}/10} \text{ мВт} ; \\
 U &= 775 \cdot 10^{P_{\text{н(дБ)}}/20} \text{ мВ} ; \\
 I &= 1,29 \cdot 10^{P_{\text{т(дБ)}}/20} \text{ мА} .
 \end{aligned}
 \tag{8.1}$$

Значения мощности, напряжения и тока, принятые за единичные, взаимосвязаны. Они получаются из условия, когда за нулевую отметку шкалы уровней мощности взят уровень, соответствующий мощности $P_0 = 1 \text{ мВт}$, рассеиваемой на сопротивлении $R = 600 \text{ Ом}$. В данном случае

$$U_0 = \sqrt{P_0 R} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 600} = 775 \text{ мВ} ;$$

$$I = \sqrt{\frac{P_0}{R}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{600}} = 1,29 \text{ мА} .$$

В настоящее время наряду с децибелом применяется другая логарифмическая единица — непер (Нп), в основу которой положен натуральный логарифм. В этом случае абсолютные уровни мощности, напряжения и тока определяются по следующим формулам:

$$p_m = \frac{1}{2} \ln \frac{P(\text{мВт})}{1} \quad [\text{Нп}];$$

$$p_n = \ln \frac{U(\text{мВ})}{775} \quad [\text{Нп}];$$

$$p_r = \ln \frac{I(\text{мА})}{1,29} \quad [\text{Нп}].$$

Здесь по известным значениям абсолютных уровней в неперах также легко найти соответствующие значения мощности, напряжения и тока:

$$P = 1 \cdot e^{2p_m(\text{Нп})} \text{ мВт};$$

$$U = 775 \cdot e^{p_n(\text{Нп})} \text{ мВ}; \quad (8.2)$$

$$I = 1,29 \cdot e^{p_r(\text{Нп})} \text{ мА}.$$

Сравнивая выражения (8.1) и (8.2), можно найти соотношение между непером и децибелом:

$$1 \text{ Нп} = 8,686 \text{ дБ}; 1 \text{ дБ} = 0,115 \text{ Нп}.$$

В технической документации на аппаратуру уровни сигналов задаются, как правило, по мощности. В то же время измерители уровней обеспечивают в большинстве случаев измерение уровня по напряжению. Поэтому для правильной оценки уровня при его измерениях проводят пересчет результатов измерения уровня по напряжению в уровень по мощности с учетом реального значения сопротивления нагрузки R_n в точке измерения:

$$p_m = p_n + 10 \lg(600/R_n) \quad [\text{дБ}];$$

$$p_m = p_n + \frac{1}{2} \ln(600/R_n) \quad [\text{Нп}].$$

Для измерения уровней используют специальные приборы — измерители уровня (указатели уровня). Измеритель уровня (ИУ) — это чувствительный электронный вольтметр, шкала которого проградуирована, как правило, в абсолютных уровнях напряжения, соответствующих среднеквадратическому значению измеряемого сигнала. Преобразователь ИУ обычно работает в режиме линейного детектирования, поэтому, строго говоря, показания прибора справедливы только при исследовании синусоидального сигнала.

Для измерения уровней сложных сигналов применяют специальные приборы с квадратичной характеристикой детектора и шкалой, соответствующей среднеквадратическому значению сигнала. Измеренная величина в данном случае соответствует среднеквадратическому значению измеряемого сигнала сложной формы.

При измерении абсолютного уровня возможны три схемы включения измерителя уровня.

Если уровень измеряется на выходе четырехполюсника, имеющего реальную нагрузку (последующий четырехполюсник) (рис. 8.2, *а*), то, чтобы избежать шунтирования измеряемого сигнала, ИУ включается высокоомным входом.

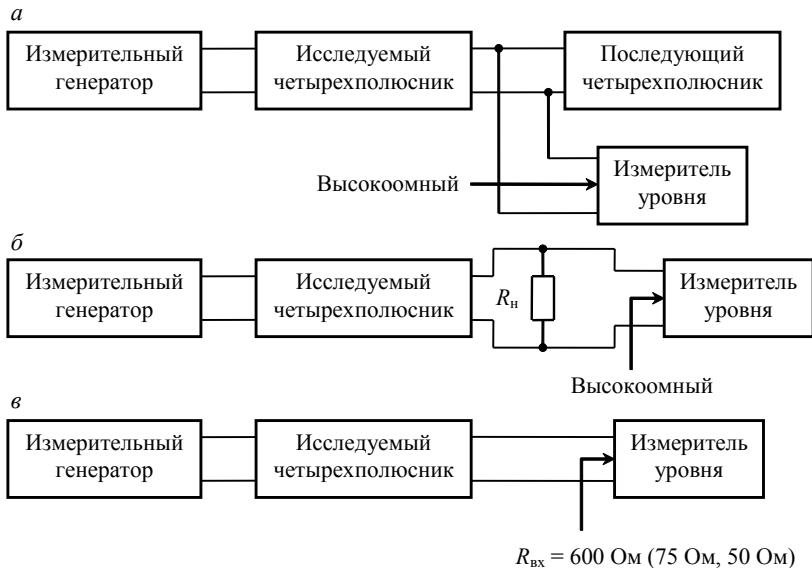


Рис. 8.2. Схемы включения измерителей уровня:

а — с реальной нагрузкой; *б* — с подключенной нагрузкой;
в — с непосредственным подключением

Если при измерении нагрузка в точке измерения отсутствует, но величина ее известна (рис. 8.2, б), то в точку измерения можно подключить соответствующую нагрузку $R_{\text{н}}$, а ИУ включить высокоомно.

Когда сопротивление нагрузки в точке измерения известно и совпадает по величине с возможным входным сопротивлением ИУ, то его вход можно подключать непосредственно в точку измерения, установив соответствующую величину $R_{\text{вх}}$ (рис. 8.2, в).

Наряду с абсолютными уровнями, описанными выше, используются относительные уровни, определенные из следующих соотношений, дБ:

$$p_{\text{ом}} = 10 \lg(P/P_0);$$

$$p_{\text{он}} = 20 \lg(U/U_0);$$

$$p_{\text{от}} = 20 \lg(I/I_0),$$

где P, U, I — мощность, напряжение и ток в рассматриваемых точках; P_0, U_0, I_0 — мощность, напряжение и ток в точках, принятых за исходные.

Из определения видно, что

$$p_{\text{м}} = 10 \lg(P/P_0) = 10 \lg P - 10 \lg P_0,$$

т. е. относительный уровень равен разности абсолютных уровней в данной точке и в точке, принятой за начало отсчета.

8.2. Измерение рабочего затухания четырехполюсников

Затухание является энергетической мерой передачи гармонического сигнала через четырехполюсник.

Рабочим затуханием называют потери энергии сигнала в пассивном четырехполюснике, оно определяется по формуле

$$a_{\text{р}} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ [дБ]}, \text{ или } a_{\text{р}} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \text{ [Нп]}, \quad (8.3)$$

где P_1 — полная мощность сигнала генератора, отдаваемая им в согласованную нагрузку ($Z_{\text{н}} = Z_{\text{г}}$);

P_2 — полная мощность в нагрузке четырехполюсника.

Приведенную формулу рабочего затухания представим через абсолютные уровни передачи. Для этого мощности P_1 и P_2 выразим через напряжения U_1 и U_2 соответственно:

$$P_1 = \frac{U_1^2}{Z_r} = \frac{(E/2)^2}{Z_r} \quad \text{и} \quad P_2 = \frac{U_n^2}{Z_n},$$

тогда

$$\begin{aligned} a_p &= 10 \lg \left(\frac{E/2}{U_n} \right)^2 + 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} = 10 \lg \left(\frac{E}{2} \right)^2 - 10 \lg U_n^2 + 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} = \\ &= 20 \lg \frac{E/2}{775} - 20 \lg \frac{U_n}{775} + 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} \quad [\text{дБ}]. \end{aligned}$$

Таким образом, имеем

$$a_p = p_{E/2} - p_n + 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} \quad [\text{дБ}], \quad (8.4)$$

где $p_{E/2}$ — абсолютный уровень напряжения на согласованной нагрузке генератора;

p_n — абсолютный уровень напряжения на нагрузке четырехполюсника.

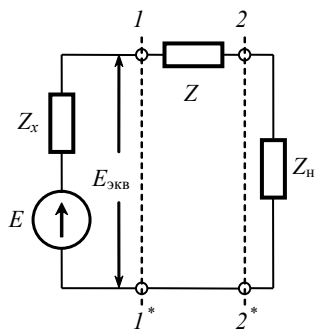
Аналогично можно показать, что

$$a_p = p_{E/2} - p_n + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z_r} \quad [\text{Нп}]. \quad (8.5)$$

Как следует из определения рабочего затухания, для его вычисления необходимо знать Z_n и Z_r .

Если сопротивление генератора, который необходимо использовать для измерения a_p , известно и он имеется в наличии, то схема измерения называется схемой с известным генератором.

Если требуемое сопротивление генератора известно, но его нет в наличии, то применяют схему Z (рис. 8.3), которая позволяет преобразовать генератор с любым внутренним сопротивлением в генератор с требуемым внутренним сопротивлением. С этой целью последовательно с выходом генератора включается резистор с сопротивлением, равным требуемому внутреннему сопротивлению генератора.

Рис. 8.3. Схема Z

Из рис. 8.3 следует, что часть схемы, лежащая влево от линии $2-2^*$, эквивалентна источнику с внутренним сопротивлением Z и ЭДС $E_{\text{экв}}$, равной напряжению на выходе измерительного генератора.

Такое использование генератора допустимо, так как имеется возможность контролировать величину ЭДС эквивалентного генератора (точки $1-1^*$) и устанавливать ее необходимую величину с помощью регулировок уровня действительного измерительного генератора.

В этом случае можно не считаться с влиянием внутреннего сопротивления действительного измерительного генератора.

На основе схемы Z можно реализовать четыре метода измерения рабочего затухания:

- метод разности уровней с использованием известного генератора;
- метод разности уровней с использованием схемы Z ;
- метод сравнения с использованием известного генератора;
- метод сравнения с использованием схемы Z .

8.2.1. Измерение разности уровней с использованием известного генератора

Этот метод предусматривает два измерения:

- на выходе измерительного генератора, нагруженного согласованно (рис. 8.4, а);
- на нагрузке измеряемого четырехполюсника (рис. 8.4, б).

Рабочее затухание четырехполюсника определяется по формуле (8.4) или (8.5). Таким образом, рабочее затухание определяется как разность измеренных уровней при равенстве внутреннего сопротивления генератора и сопротивления входа четырехполюсника $Z_{\text{вх}} = Z_r$:

$$a_p = p_{E/2} - p_n + 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} \text{ [дБ]}; \quad a_p = p_{E/2} - p_n + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z_r} \text{ [Нп]}.$$

Если условие равенства сопротивлений не выполняется, то учитывается величина $10 \lg (Z_n/Z_r)$ или $0,5 \ln (Z_n/Z_r)$.

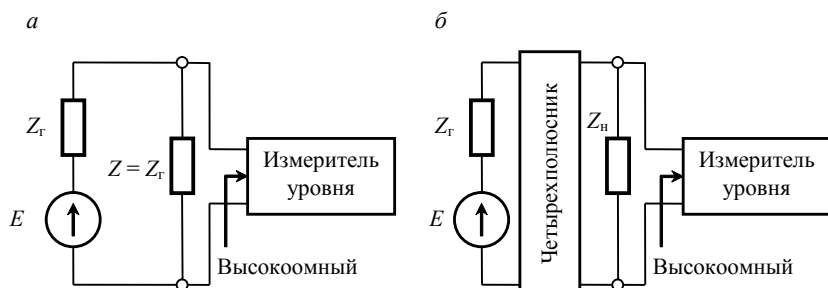


Рис. 8.4. Измерение методом разности уровней с использованием известного генератора:

а — на выходе измерительного генератора; *б* — на нагрузке четырехполюсника

К достоинствам метода можно отнести сравнительную простоту схемы измерений и допустимость разнеса входа и выхода исследуемого четырехполюсника. В качестве недостатков — необходимость выбора генератора с требуемым внутренним сопротивлением и сравнительно низкую точность измерения, определяемую погрешностью измерителя уровня.

8.2.2. Измерение методом разности уровней с использованием схемы Z

Рассматриваемый метод реализуется в соответствии со схемой, представленной на рис. 8.5, и предусматривает два измерения. Первое измерение проводится в точках $1-1^*$, где измеряется абсолютный уровень $p_{E_{\text{экр}}}$. В результате второго измерения оценивается абсолютный уровень p_n на нагрузке Z_n .

В рассматриваемой схеме точки $2-2^*$ являются выходом эквивалентного генератора с внутренним сопротивлением Z . При этом величина Z берется равной величине выходного сопротивления четырехполюсника, предшествующего измеряемому четырехполюснику в реальной схеме.

На основании проведенных измерений рабочее затухание (в неперах) определяется по формуле

$$a_p = p_{E_{\text{экр}}} - p_n + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z} - 0,69. \quad (8.6)$$

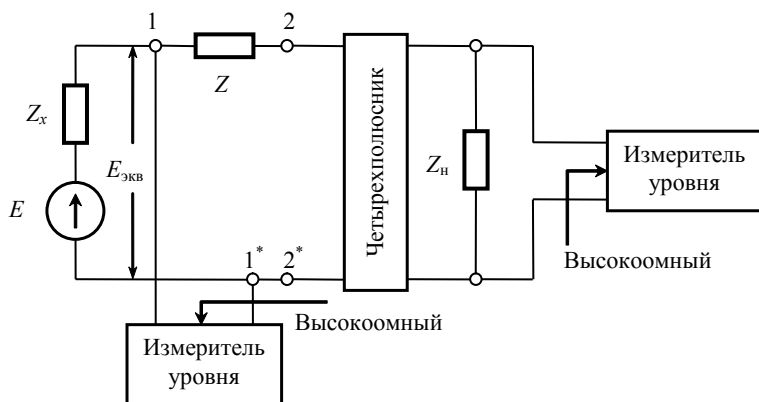


Рис. 8.5. Измерение методом разности уровней с использованием схемы Z

Справедливость данного равенства становится очевидной, если учесть, что в данном случае по сравнению с методом разности уровней с использованием известного генератора при первом измерении оценивается $p_{E_{\text{экв}}}$, а не уровень на согласованной нагрузке $p_{E_{\text{экв}}/2}$.

Между этими уровнями существует однозначная связь, которая и учитывается в расчетной формуле (8.6):

$$p_{E_{\text{экв}}/2} = \ln \frac{E_{\text{экв}}/2}{775} = \ln \frac{E_{\text{экв}}}{2} - \ln 2 = p_{E_{\text{экв}}} - 0,69.$$

При использовании данного метода можно применять генератор с любым внутренним сопротивлением и исследовать четырехполосник с разнесенными входом и выходом, однако точность измерения сравнительно низка и определяется точностью измерителя уровня.

8.2.3. Измерение методом сравнения с использованием известного генератора

Суть метода заключается в сравнении затухания измеряемого четырехполосника с затуханием магазина затуханий. Схема измерений представлена на рис. 8.6. Условие нормальной работы схемы

$$Z_c = Z_r = Z_n,$$

где Z_c — характеристическое сопротивление магазина затуханий.

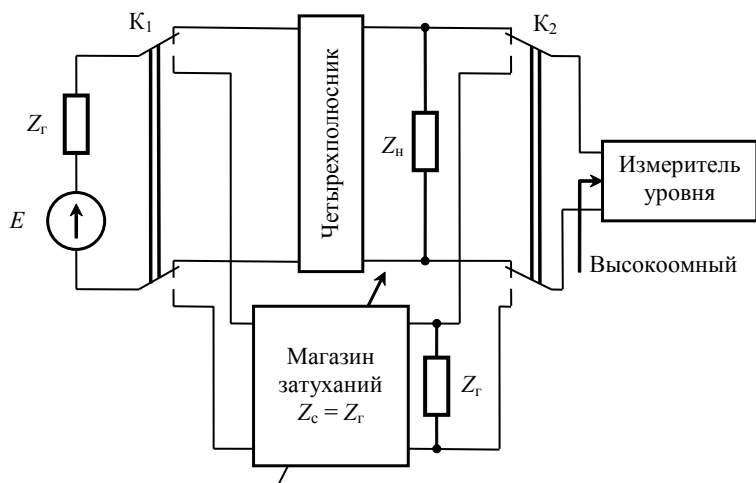


Рис. 8.6. Измерение методом сравнения с использованием известного генератора

Последовательность измерения при данном методе состоит в следующем:

- 1) ключи K_1 и K_2 ставят в нижнее положение и на выходе измерительного генератора устанавливают требуемый уровень сигнала при нулевом затухании магазина затуханий ($a_{мз} = 0$);
- 2) ключи K_1 и K_2 устанавливают в верхнее положение и фиксируют положение стрелки измерителя уровня;
- 3) ключи K_1 и K_2 вновь устанавливают в нижнее положение и изменением затухания магазина затуханий добиваются такого же отклонения стрелки прибора;
- 4) рабочее затухание рассчитывают по формуле

$$a_p = a_{мз}. \quad (8.7)$$

Справедливость равенства (8.7) становится очевидной, если учесть, что в верхнем положении ключа

$$a_p = p_{E/2} - p_n + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z_r}, \quad (8.8)$$

а в нижнем положении ключа

$$a_{p\text{ мз}} = p_{E/2} - p_n^* + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z_r}. \quad (8.9)$$

При равенстве p_n и p_n^* , сравнивая (8.8) и (8.9), имеем выражение (8.7).

К достоинству метода можно отнести сравнительно высокую точность, определяемую точностью отсчета магазина затуханий, однако в данном случае требуется генератор с заданным внутренним сопротивлением, а испытывать можно только четырехполюсники, имеющие вход и выход в одном пункте, т. е. неразнесенные четырехполюсники. Кроме того, должно выполняться условие $Z_c = Z_T = Z_n$.

8.2.4. Измерение методом сравнения с использованием схемы Z

Схема, реализующая метод сравнения с использованием схемы Z , представлена на рис. 8.7.

В схеме точки $2-2^*$ и $3-3^*$ являются выходами двух эквивалентных генераторов. Оба генератора имеют общую ЭДС (точки $1-1^*$), образуемую с помощью измерительного генератора.

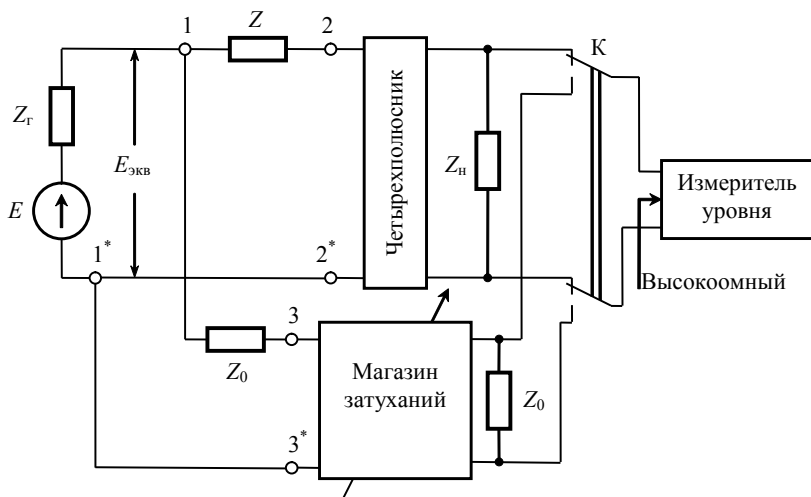


Рис. 8.7. Измерение методом сравнения с использованием схемы Z

Последовательность измерения следующая:

- 1) ключ K устанавливают в нижнее положение и при $a_{мз} = 0$ задают требуемый уровень сигнала;
- 2) ключ K устанавливают в верхнее положение и замечают положение стрелки прибора;

- 3) ключ К вновь переводят в нижнее положение и изменением затухания магазина затуханий добиваются такого же отклонения стрелки прибора;
- 4) рабочее затухание рассчитывают по формуле

$$a_p = a_{мз} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z}. \quad (8.10)$$

Покажем справедливость равенства (8.10). В верхнем положении ключа К

$$a_p = p_{E_{экв}} - p_n + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z} - 0,69, \quad (8.11)$$

в нижнем положении ключа К

$$a_{p \text{ мз}} = p_{E_{экв}} - p_n^* + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_0}{Z_0} - 0,69. \quad (8.12)$$

При равенстве p_n и p_n^* , сравнивая (8.11) и (8.12), имеем выражение (8.10).

Метод имеет сравнительно высокую точность измерения, определяемую точностью отсчета магазина затуханий, а измерительный генератор может иметь практически любое внутреннее сопротивление.

8.3. Особенности измерения рабочего усиления четырехполюсников

Как и рабочее затухание, рабочее усиление S_p является энергетической мерой передачи сигнала через четырехполюсник:

$$S_p = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ [дБ]}; \quad (8.13)$$

$$S_p = p_n - p_{E/2} - 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} \text{ [дБ]}. \quad (8.14)$$

В формулах (8.13) и (8.14) P_1 , P_2 , $P_{E/2}$, Z_r , Z_n имеют такой же физический смысл, как и в формулах (8.3) и (8.4), определяющих рабочее затухание.

Измерение рабочего усиления проводится теми же методами, что и рабочего затухания. Отличие имеет место в расчетных формулах и схемах измерения.

При методе разности уровней с использованием известного генератора схема измерений представлена на рис. 8.8. Она аналогична схеме на рис. 8.4. Расчетная формула (8.14).

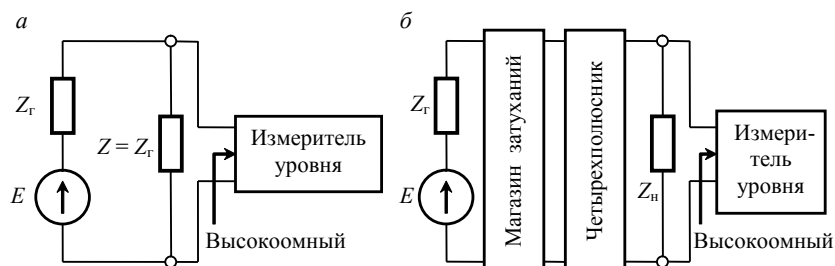


Рис. 8.8. Измерение рабочего усиления методом разности уровней с использованием известного генератора:

а — на выходе измерительного генератора; б — на нагрузке четырехполюсника

Иногда при втором измерении между генератором и усилителем включают магазин затуханий, чтобы избежать перегрузки усилителя входным измерительным сигналом. В этом случае

$$S_p = p_n - p_{E/2} - 10 \lg \frac{Z_n}{Z_r} + a_{мз} \text{ [дБ]}.$$

При методе разности уровней с использованием схемы Z схема измерений аналогична схеме на рис. 8.5, а расчетная формула выводит-ся аналогично формуле (8.6):

$$S_p = p_n - p_{E_{экв}} - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z} + 0,69 \text{ [Нп]}.$$

При методе сравнения с известным генератором (рис. 8.9) рабочее усиление отсчитывается по магазину затуханий:

$$S_p = a_{мз}.$$

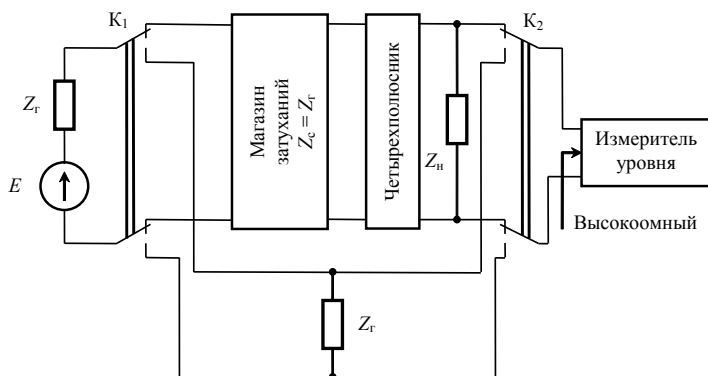


Рис. 8.9. Измерение рабочего усиления методом сравнения с использованием известного генератора

При методе сравнения с использованием схемы Z (рис. 8.10) рабочее усиление определяется по формуле

$$S_p = a_{m3} - \frac{1}{2} \ln \frac{Z_n}{Z} \text{ [Нп]}.$$

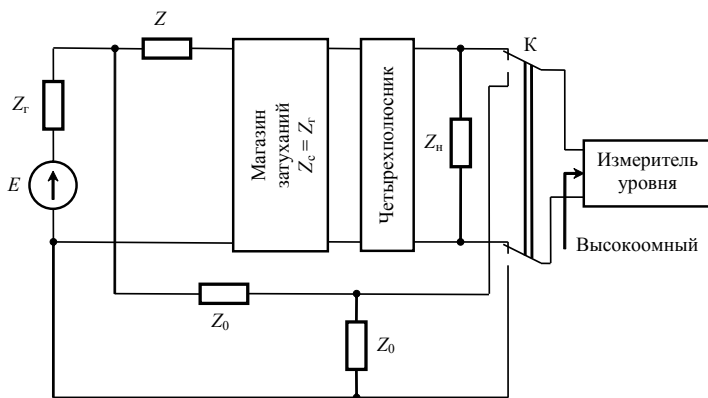


Рис. 8.10. Измерение рабочего усиления методом сравнения с использованием схемы Z

Практическое измерение a_p и S_p методом сравнения проводится с использованием специальных измерительно-коммутационных пультов (ИКП), выпускаемых промышленностью, например ИКП-300 из измерительного комплекса П-322.

Глава 9

Измерения в волоконно-оптических ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Технологии передачи информации по оптоволоконным средам быстро развиваются и постепенно вытесняют традиционные электрические кабели из техники ТКС. Поэтому вопросы определения параметров и характеристик волоконно-оптических линий связи занимают очень важное место в области ТКС.

Структурная типовая схема волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) приведена на рис. 9.1.

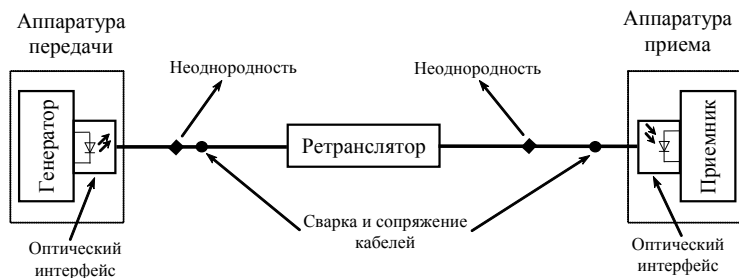


Рис. 9.1. Типовая схема ВОСП

В состав ВОСП обычно входят оптический генератор с оптическим интерфейсом, оптическое волокно с характерными местами сопряжения различных кабелей и сварок и неоднородностями, промежуточные усилители или ретрансляторы, оптический приемник сигнала, аппаратура сопряжения, обеспечивающая преобразование электрического сигнала в оптический и обратно. Наиболее существенными для измерения в ВОСП являются параметры оптического волокна, точки соединения с аппаратурой передачи (приема) и регенерации, места сопряжения различных кабелей и сварочные соединения, а также возможные неоднородности в волокне, которые обычно служат основной причиной деградации качества связи.

Измерения, проводимые на волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС), условно можно разделить на две категории: измерения, проводимые при изготовлении и производстве ВОЛС, и измерения, проводимые при эксплуатации ВОЛС.

При производстве ВОЛС производят измерения следующих параметров:

- погонного затухания в оптическом волокне;
- полосы пропускания и дисперсии;
- длины волны отсечки;
- профиля показателя преломления;
- числовой апертуры;
- диаметра модового поля;
- энергетического потенциала и чувствительности фотоприемного устройства;
- уровня оптической мощности устройства.

При эксплуатации ВОЛС чаще всего приходится сталкиваться со следующими измерениями:

- измерение уровней оптической мощности;
- измерение переходного затухания;
- определение места и характера повреждения оптоволоконного кабеля.

9.1. Средства измерений, используемые при проведении измерений в ВОЛС

9.1.1. Оптические измерители мощности

Оптические измерители мощности (*Optical Power Meter — OPM*) используются для измерения оптической мощности сигнала в ВОЛС, а также для измерения затухания в оптическом кабеле. Они обеспечивают не только проведение измерений в кабельных линиях, но и анализ работы оборудования, передающего сигнал в оптическую линию. В комплекте со стабилизированным источником сигнала оптические измерители мощности (ОИМ) обеспечивают измерение затухания — основного параметра качества оптической линии.

Основные нормируемые характеристики ОИМ:

- тип детектора;
- линейность усилителя;
- калибровочная кривая;

- динамический диапазон;
- погрешность измерения;
- поддержка различных оптических интерфейсов.

Упрощенная блок-схема ОИМ приведена на рис. 9.2.

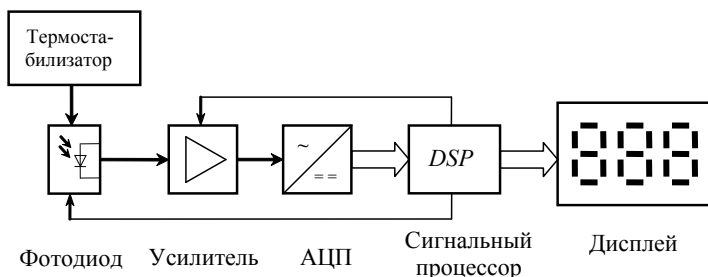


Рис. 9.2. Блок-схема ОИМ

Наиболее важный элемент ОИМ — оптический детектор, определяющий характеристики самого прибора. Оптический детектор представляет собой фотодиод, который принимает входной оптический сигнал и преобразует его в электрический заданной интенсивности. Полученный электрический сигнал поступает через АЦП в сигнальный процессор, где производится его преобразование с учетом характеристики фотодиода в величину, измеряемую в [дБм] или [Вт], которая затем индуцируется на дисплее. Для обеспечения стабильной работы твердотельного фотодиода, как правило, используется его термостатирование.

Одной из основных характеристик ОИМ является зависимость выходного сигнала фотодиода от мощности входного оптического сигнала на разных длинах волн, точнее, степень ее равномерности. Сигнальный процессор должен компенсировать возможную нелинейность спектральной характеристики фотодиода.

В ОИМ используются три основных типа фотодиодов: кремниевый Si, германиевый Ge и на основе сплава арсена галлия InGaAs. Кремниевые фотодиоды могут с успехом использоваться при измерении оптического сигнала в диапазоне 400...1000 нм. Для измерения оптической мощности одномодовых волоконных кабелей с длиной волны 1310 и 1500 нм, получивших наибольшее распространение в современных ВОЛС, обычно используют германиевые фотодиоды и фотодиоды на основе сплава InGaAs. Последние имеют более широкий спектр измерения по длине волны, что позволяет создавать универсальные ОИМ.

Важным параметром ОИМ является устойчивость его работы при различных уровнях шумов. Основными шумами в оптических детекторах являются квантовые шумы, а также шумы, вызванные остаточным током и поверхностным током утечки.

Другим важным параметром ОИМ является характеристика усилителя электрического сигнала детектора, которая оказывает влияние на линейность работы ОИМ, его чувствительность и функциональные возможности. Современные ОИМ используют режим автокалибровки линейных усилителей в процессе измерений.

К существенным параметрам ОИМ относится также динамический диапазон. Типичные значения динамического диапазона ОИМ следующие:

- 13...70 дБ — для телефонных сетей;
- 24...50 дБ — для сетей кабельного телевидения;
- 20...60 дБ — для локальных сетей.

Тип оптического интерфейса определяет технические возможности использования ОИМ. Существует более семи типов интерфейсов, например *SMA 905*, *SMA 906*, *BIC* и др.

9.1.2. Стабилизированные источники оптического сигнала

Стабилизированные источники оптического сигнала (*Stabilized Light Sours — SLS*) — это приборы, генерирующие стабильный, калиброванный на одной длине волны или группе длин волн, оптический сигнал заданной мощности. Иногда в качестве стабилизированного источника оптического сигнала (СИОС) используют источники, размещенные в аппаратуре линейного оборудования. Упрощенная схема устройства СИОС приведена на рис. 9.3.

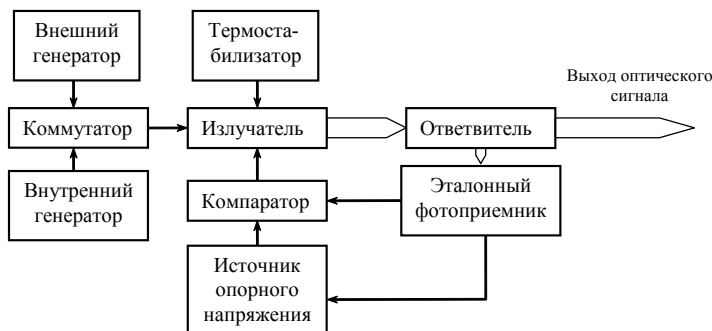


Рис. 9.3. Схема устройства СИОС

Основным элементом СИОС является излучатель, служащий источником оптического сигнала. Стабильность генерируемого сигнала излучателя поддерживается путем регулирования тока излучателя по величине рассогласования источника опорного напряжения и напряжения эталонного фотоприемника. Эталонный фотоприемник служит для контроля мощности, генерируемой излучателем, для чего часть оптического сигнала через оптический ответвитель подается на эталонный фотоприемник. Стабилизация рабочей точки излучателя осуществляется компаратором, а температурный режим его работы поддерживается термостабилизатором.

СИОС подразделяются по типу используемого излучателя на лазерные и светодиодные источники, отличающиеся главным образом добротностью источника — шириной полосы излучения. Спектральные характеристики лазерного и светодиодного СИОС, приведенные на рис. 9.4, позволяют сравнить их добротности. Чем шире спектральная характеристика, тем существеннее будут ошибки при передаче информации, главным образом за счет дисперсии.

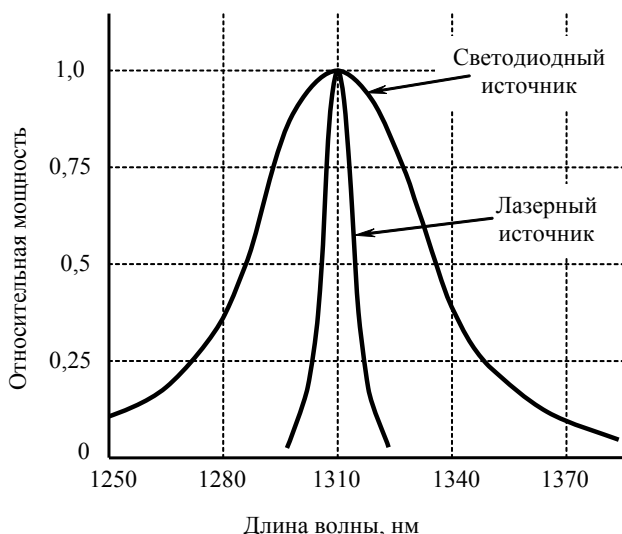


Рис. 9.4. Спектральные характеристики СИОС

Лазерные СИОС имеют узкую полосу излучения и генерируют практически монохроматический сигнал. В отличие от светодиодных СИОС, они не имеют постоянной характеристики в излучаемом диапазоне. Спектральная характеристика лазерных СИОС состоит

из нескольких дискретных частот, которые распределены неравномерно, что может привести к искажениям при измерениях. Эти источники самые мощные, однако и самые дорогие. Они используются для определения оптических потерь в одномодовых кабелях на больших расстояниях (уровень потерь 10 дБ/км). Для измерения оптических характеристик многомодовых кабелей использование лазерных СИОС обычно не рекомендуется из-за дисперсии в кабеле.

Спектр светодиодных СИОС обычно находится в пределах 50...200 нм. В таких источниках используется принцип спонтанного излучения, поэтому сигнал светодиода является некогерентным и спектрально более однородным. Для стабилизации уровня выходной мощности светодиодных СИОС достаточно стабилизировать цепь питания, поэтому такие источники отличаются повышенной стабильностью выходного уровня. Светодиодные СИОС дешевле лазерных и часто применяются при анализе потерь в кабелях малой длины. Однако в случаях, когда распространение сигнала затруднено, т. е. необходимо увеличивать мощность СИОС, использование светодиодных СИОС нецелесообразно.

Основные технические характеристики СИОС:

- выходная мощность;
- частота модуляции;
- стабильность характеристик.

Выходная мощность СИОС зависит от параметров источника сигнала и от эффективности механизма ввода оптического сигнала в кабель. В лазерных СИОС обеспечивается высокая эффективность ввода (до 30 %) за счет использования специального загрузочного кабеля. В светодиодных СИОС эффективность ввода невелика и составляет обычно 5 %.

Предельная частота модуляции определяется временем нарастания и спада сигнала. Первое, как правило, связано с характеристиками цепей питания, а второе определяется общими характеристиками СИОС. Наиболее высокую частоту модуляции сигнала обеспечивают лазерные СИОС.

Стабильность характеристик СИОС включает стабильность по выходному уровню — временную и температурную. Временная стабильность определяет частоту калибровки СИОС, а температурная стабильность является характеристикой применимости прибора при измерениях. Указанные параметры СИОС зависят как от самого источника оптического сигнала, так и от механизма ввода оптического сигнала в кабель. Для компенсации температурного воздействия в СИОС обычно используется термостатирование.

9.1.3. Перестраиваемые оптические аттенюаторы

Перестраиваемые оптические аттенюаторы (ПОА) используются для имитации потерь в оптической линии и применяются для тестирования ВОЛС, т. е. для анализа работоспособности линейного и конечного оборудования при различных условиях в сети.

Выделяют три типа ПОА: дискретно перестраиваемые, непрерывно перестраиваемые и комбинированные. Все ПОА, как правило, широкополосные. В ПОА используются различные методы внесения затухания: осевое и радиальное смещение, применение различных фильтров и призм.

Основные характеристики ПОА: точность (линейность), уровень возвратных потерь, повторяемость, разрешение и остаточное вносимое затухание. Все эти характеристики проверяются в ходе обязательной калибровки прибора, частота которой также является важным техническим параметром ПОА.

Линейностью ПОА называется разница между задаваемым и измеряемым в ходе поверки затуханием, вносимым этим прибором во всем динамическом диапазоне. Соответственно точность работы определяется как линейность в заданном диапазоне. Важным параметром ПОА является уровень возвратных потерь, связанных с отражением части сигнала обратно в линию, т. е. ПОА должен иметь низкий собственный уровень отражения, для этого оптические элементы ПОА покрывают антиотражающим материалом. Остаточное вносимое затухание — это минимальное затухание, вносимое ПОА.

Лучшие образцы ПОА имеют диапазон вносимых затуханий до 60...70 дБ с точностью установки $\pm 0,1$ дБ, высокую линейность и очень малые возвратные потери.

9.1.4. Анализаторы затухания в оптическом кабеле

Анализаторы затухания, вносимого оптическим кабелем, представляют собой комбинацию ОИМ и СИОС. Различают интегрированные и отдельные анализаторы затухания. Первые имеют ОИМ и СИОС в одном устройстве, а вторые могут представлять набор из ОИМ и СИОС. Технические характеристики анализаторов затухания включают все перечисленные параметры для СИОС и ОИМ [11].

9.1.5. Оптические рефлектометры

Оптические рефлектометры (*Optical Time Domain Reflectometr — OTDR*) — это сложные измерительные приборы, предназначенные для определения неоднородностей и некоторых других параметров в оптических линиях связи. Основной принцип работы оптических рефлектометров (ОР) заключается в излучении оптического импульса и регистрации его отражения от неоднородностей оптической линии.

ОР, в общем случае, состоит из импульсного источника излучения, генератора импульсов, полупрозрачного зеркала для разделения излучаемых и принимаемых импульсов света, устройства синхронизации, фотоприемника с усилителем, устройств обработки и отображения информации (рис. 9.5).

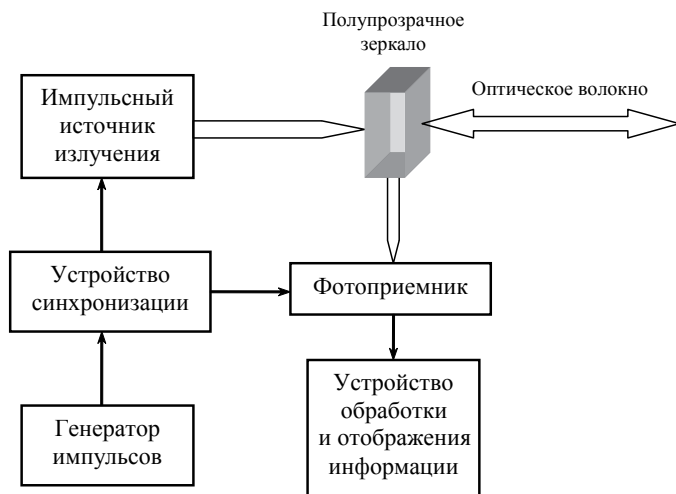


Рис. 9.5. Блок-схема оптического рефлектометра

Источники оптического излучения ОР выбираются, исходя из решаемой задачи. Они могут быть как многомодовыми, так и одномодовыми и генерировать волны разной длины. В настоящее время выпускаются ОР с источниками на одну, две, три и четыре длины волны. Такие наборы позволяют детально исследовать оптическую линию, выявляя ее мельчайшие неоднородности.

Основным элементом источника излучения служит лазерный диод, спектральная ширина излучения которого минимальна. Мощность световых импульсов, излучаемых в волокно, варьируется от 1 мВт

до 1 Вт в зависимости от длительности импульса, а их частота составляет несколько килогерц. Длительность импульса может изменяться от 2 нс до 20 мс.

ОР измеряет разницу во времени между генерируемым и входящим отраженным импульсом. Для увеличения точности измерения тестирование одного и того же участка оптического волокна проводится многократно с последующим усреднением полученных результатов. Современные ОР обрабатывают 56 000...128 000 тестов, поэтому ОР должен содержать достаточно мощный процессор для быстрой обработки всей информации. Результирующая информация о задержке входящего импульса по отношению к исходящему импульсу преобразуется в расстояние с помощью индекса преломления оптического волокна. Результаты тестирования оптической линии отображаются в графическом виде на дисплее.

Основными метрологическими характеристиками ОР являются динамический диапазон, мертвая зона, разрешение, точность.

Динамический диапазон ОР определяет максимально различимые длины оптических волокон. Чем выше динамический диапазон, тем лучше будет обнаружение неоднородностей.

Под мертвой зоной понимается длина оптического волокна, которая не определяется в момент насыщения фотоприемника, вызванного приходом мощного обратного сигнала. Величина мертвой зоны зависит от длительности импульса, коэффициента отражения, потерь, уровня мощности, качества ввода сигнала в начало оптического волокна.

Разрешающая способность ОР складывается из нескольких параметров. Во-первых, это разрешающая способность отображающего устройства ОР. Вторая составляющая разрешающей способности ОР — отображение дискретных значений сигнала или разрешение по данным, т. е. минимальное расстояние между двумя точками поиска. Третья составляющая разрешающей способности ОР — это разрешение по расстоянию, тесно связанное с предыдущим, но определяющее прежде всего точность локализации всех событий.

Точность измерения уровня зависит от фотодиода ОР, который должен корректно преобразовывать оптический уровень в электрический сигнал во всем диапазоне. Одним из наиболее важных факторов, влияющих на точность измерений, является линейность прибора, т. е. способность корректно регистрировать результаты измерений во всем диапазоне длин волн и затуханий.

Основные функциональные параметры ОР включают в себя длительность импульса, длину волны, максимальное расстояние поис-

ка данных, интервал усреднения результатов, параметры оптического волокна и т. д.

Более подробно влияние метрологических характеристик и функциональных параметров ОР на результаты измерений рассмотрено в [11].

9.1.6. Визуальные дефектоскопы

Визуальные дефектоскопы (*Visual Fault Locator — VFL*) представляют собой источники оптического сигнала видимого диапазона 400...700 нм, которые используют для визуального обнаружения повреждений и неоднородностей в оптических кабелях и интерфейсах и оценки качества сварных швов. Сигнал от визуального дефектоскопа (ВД) рассеивается на крупных неоднородностях в оптическом кабеле, что приводит к появлению светлых пятен (источников рассеяния) на пластиковой оболочке кабеля, видимых оператором.

ВД часто используют в комплекте с ОР, диапазон действия которых ограничен величиной мертвой зоны. В этом случае ВД обеспечивают оценку качества оптического интерфейса и позволяют обнаружить неоднородности в пределах мертвой зоны. В остальных случаях портативные ВД используют как удобный инструмент при монтаже и эксплуатации оптических кабелей.

Обычно в ВД применяют полупроводниковые лазеры или гелий-неоновые лазерные источники. Последние мощнее полупроводниковых лазеров, но требуют в 50 раз большей мощности питания и соответственно превосходят их по габаритам. Полупроводниковые лазеры используются в основном в портативных ВД.

На практике ВД используют лазерные источники сигнала с центральными частотами 635, 650 и 670 нм. Основным недостатком коротких волн является высокий уровень затухания в оптическом волокне. Так, для длины волны 635 нм уровень затухания составляет 11 дБ/км, а для длины волны 670 нм — 6 дБ/км. Максимальная дальность использования ВД составляет 1,75...2 км.

ВД могут использоваться как в режиме непрерывной генерации оптического сигнала, так и в режиме мерцания с частотой 1 Гц. Чаще всего выходная мощность ВД составляет 1 мВт.

9.2. Измерение коэффициента затухания оптической линии

В настоящее время существует два метода измерения коэффициента затухания оптического волокна: метод обрыва и метод вносимых потерь.

Первый метод предполагает измерение мощности в двух точках — на дальнем конце оптической линии L_2 и в точке, максимально приближенной к источнику излучения L_1 . При этом, естественно, параметры подключенного оптического источника не должны изменяться. Коэффициент затухания определяется по выражению

$$\beta = \frac{10}{L_2 - L_1} \cdot \log \frac{P(L_1)}{P(L_2)},$$

где $P(L_1)$ и $P(L_2)$ — мощности, измеренные в точках L_1 и L_2 .

Этот метод дает самые точные результаты измерений, однако малоприменим на практике в связи с необходимостью нарушения целостности оптической линии.

Метод вносимых потерь несколько проще метода обрыва, но имеет меньшую точность измерения затухания. Метод вносимых потерь предполагает наличие эталонного оптического отрезка кабеля. Для определения потерь в линии этим методом СИОС соединяют с ОИМ сначала через эталонный отрезок оптического кабеля, а затем через тестируемую оптическую линию. Меньшая точность измерений методом вносимых потерь связана прежде всего с разницей характеристик оптического волокна тестируемой линии и эталонного отрезка. Однако в большинстве практических случаев результаты такого измерения получаются вполне удовлетворительными и достаточными для эксплуатации ВОЛС.

Кроме приведенных выше методов, измерить величину потерь в оптической линии можно и используя ОР.

9.3. Определение неоднородностей оптической линии

Основным методом точного определения неоднородностей оптической линии является метод обратного рассеяния, или рефлектометрия. Этот метод тестирования оптического волокна очень удобен тем, что требует доступа только к одному концу оптического кабеля и дает о нем полную информацию. Для определения неоднородностей в оптической линии методом рефлектометрии используют ОР (см. п. 9.1.5).

В основе этого метода лежат два физических эффекта, возникающих в оптическом волокне при распространении в нем оптического импульса. Рэлеевское рассеяние — постоянное ослабление оптического импульса, связанное с наличием микрочастиц и неоднородностей в оптическом волокне. Френелевское отражение — отражение части светового потока на границах раздела сред, имеющих различный коэффициент распространения световых волн.

При проведении рефлектометрии в оптическое волокно вводится короткий оптический импульс. Вследствие эффекта рэлеевского рассеяния некоторая часть фотонов отражается на неоднородностях оптического волокна и меняет траекторию. Из-за этого небольшая часть светового потока распространяется в обратном направлении и регистрируется фотоприемником ОР. Так как примеси и неоднородности оптического волокна распределяются равномерно по всей длине, то отраженная энергия несет информацию о состоянии всей оптической линии.

Главным фактором, влияющим на величину энергии, отраженной в обратном направлении и принятой фотоприемником ОР, является коэффициент распространения сигнала по волокну. Как правило, величина коэффициента распространения для одномодового волокна на длине волны 1550 нм составляет 0,2 дБ/км. Коэффициент обратного рассеяния K выражается как отношение отраженной мощности сигнала к мощности, распространяемой в прямом направлении. Логарифмический коэффициент обратного рассеяния, нормализованный при длительности импульса 1 нс, определяется формулой $K^* = 10 \log K - 90$.

Эффект френелевского отражения — основной фактор, позволяющий определять точное местонахождение точек резкого изменения коэффициента распространения света в оптической линии. Такими точками могут быть места сварок участков оптического волокна, электрические и механические соединители, места сколов и обрывов опти-

ческих волокон. На этих участках значительная часть энергии отражает-ся в обратном направлении. Например, уровень мощности отраженного светового импульса от границы раздела кварц/воздух (обрыв оптического волокна со сколом под углом 90°) составляет 14 дБ. Этот уровень в 4000 раз больше уровня сигнала, генерируемого рэлеевским рассеянием. Уровень отражения мощности в местах сварок и механического соединения, где используется специальный гель, во много раз меньше.

Результаты тестирования оптической линии представляются в виде рефлектограммы и выводятся на дисплей ОР. Пример рефлектограммы приведен на рис. 9.6.

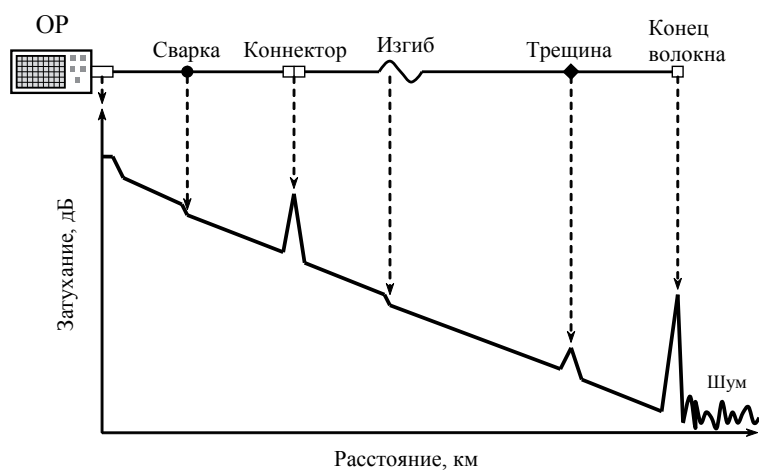


Рис. 9.6. Пример рефлектограммы

На точность измерений, проводимых с использованием ОР, влияет достаточно большое число факторов, включая как метрологические характеристики ОР, так и выбор оптимальных параметров измерения для каждого индивидуального оптического волокна.

Важное значение при проведении измерений имеет подготовительная фаза. Следует обратить внимание на условие полного отсутствия пыли и грязи в точках физического соединения оптического волокна и ОР. При диаметре сердечника менее 10 мкм в одномодовом волокне частица грязи в 5 мкм, расположенная на коннекторе, может полностью блокировать передачу. От частоты сопрягаемых поверхностей напрямую зависит уровень инжекции.

Современные ОР позволяют практически полностью автоматизировать измерения, требуют минимального вмешательства опера-

тора и определяют нижеследующие параметры тестируемых оптических линий.

Для каждого события на рефлектограмме:

- расстояние;
- потери;
- коэффициент отражения.

Для каждого участка оптического волокна:

- длина;
- потери на участке (коэффициент затухания);
- обратные оптические потери.

Для полной оптической линии:

- длины отдельных звеньев и всей линии;
- потери в звене и общие потери;
- обратные оптические потери каждого звена.

9.4. Измерение хроматической дисперсии оптического волокна

Для измерения хроматической дисперсии $M(\lambda)$ как функции длины волны λ необходим источник оптического излучения с перестраиваемой длиной волны либо несколько источников излучения с калиброванными фиксированными длинами волн. Оптический импульс определенной длины волны вводится в оптическое волокно. С помощью приемника оптического сигнала и регистратора времени измеряется абсолютная величина задержки t_z прохождения импульсом длины оптического волокна L . Таким образом, посредством последовательных измерений на разных длинах волн получают зависимость времени задержки t_z от длины волны. Хроматическая дисперсия $M(\lambda)$ определяется отношением крутизны кривой временной задержки к длине оптического волокна

$$M(\lambda) = \frac{1}{L} \cdot \frac{dt_z(\lambda)}{d\lambda}.$$

В качестве приборов, определяющих величину хроматической дисперсии, могут быть использованы ОР с фиксированными длинами волн (минимум четыре) и специальным программным обеспечением для аппроксимации и обсчета результатов измерений.

9.5. Измерение поляризационной модовой дисперсии оптического волокна

Измерение поляризационной модовой дисперсии (ПМД) возможно несколькими методами. Основными являются интерферометрический метод, метод состояния поляризации и метод фиксированного анализатора.

Интерферометрический метод базируется на использовании интерферометра Маха-Цендера (ИМЦ). Данный метод применим только в лабораторных условиях, что обусловлено сложностью оборудования и его настройки. Однако он позволяет измерять ПМД в очень широком диапазоне: 0,1...150 пс.

Общая схема измерения ПМД интерферометрическим методом приведена на рис. 9.7.

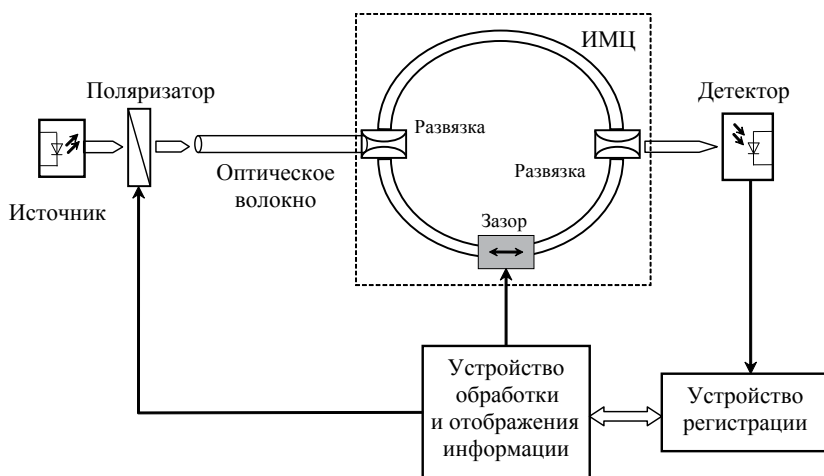


Рис. 9.7. Общая схема измерения ПМД интерферометрическим методом

Оптический импульс от источника излучения после прохождения поляризатора вводится в испытуемое оптическое волокно, второй конец которого подсоединен к оптической цепи ИМЦ через оптические развязки. Одна из параллельных ветвей ИМЦ содержит регулируемый воздушный зазор. Интерференционная картина определяется регистрирующим устройством как функция времени задержки, вызываемой регулируемым воздушным зазором.

Минимально измеряемая ПМД зависит от степени когерентности источника излучения, а максимальная ПМД определяется только максимальной шириной воздушного зазора.

Для измерения ПМД методом анализа состояния поляризации используется перестраиваемый источник излучения, регулятор поляризации и устройство измерения поляризации. Для определения ПМД при известной длине волны измеряется направление поляризации света на выходе из исследуемого оптического волокна. Для получения воспроизводимого и стабильного результата измерения необходимо проводить большое количество измерений во всем диапазоне длин волн. Метод требует больших вычислительных мощностей и значительного времени для проведения измерений.

При измерении ПМД методом фиксированного анализатора поляризованный свет от широкополосного источника излучения поступает в испытуемое оптическое волокно. Излучение на выходе волокна проходит через переменный поляризатор, а его интенсивность регистрируется в зависимости от длины волны и направления поляризации. Задержка прохождения сигнала определяется как функция длины волны излучения для всех направлений поляризации. Этот метод является альтернативой интерферометрическому и более подходит для проведения полевых измерений в оптических кабелях. Установки, в которых используется данный метод измерения ПМД, существуют как на базе больших стационарных приборов, так и на базе портативных устройств. Данный метод позволяет получать хорошую повторяемость результатов измерений и измерять ПМД в пределах 0,2...50 пс, что вполне достаточно для проведения испытаний ВОЛС, работающих на скоростях вплоть до 40 Гбит/с.

Библиографический список

1. Аминев А. В. Электроника : учебное пособие / А. В. Аминев, А. В. Блохин. Екатеринбург : УрФУ, 2011. 214 с.
2. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи / Б. П. Хромой [и др.] М. : Радио и связь, 1986. 424 с.
3. Измерения в электронике : справочник / В. А. Кузнецов [и др.] М. : Энергоиздат, 1987. 512 с.
4. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебное пособие / под ред. Б. Н. Тихонова. М. : Горячая линия — Телеком, 2007. 374 с.
5. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебник для вузов / под ред. В. И. Нефедова. М. : Высшая школа, 2005. 599 с.
6. Лямичев И. Я. Устройства отображения информации с плоскими экранами / И. Я. Лямичев. М. : Радио и связь, 1983. 147 с.
7. Яблонский Ф. М. Средства отображения информации : учебник для вузов / Ф. М. Яблонский, Ю. В. Троицкий. М. : Высшая школа, 1985.
8. Ивашенко П. А. Измерения на сверхвысоких частотах / П. А. Ивашенко. М. : ВИСМ, 1983. 114 с.
9. Карпов Р. Г. Электрорадиоизмерения : учебное пособие / Р. Г. Карпов, Н. Р. Карпов. М. : Высшая школа, 1978. 272 с.
10. Кушнир Ф. В. Электрорадиоизмерения / Ф. В. Кушнир. Л. : Энергоатомиздат, 1983. 320 с.
11. Хамадулин Э. Ф. Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах : учебное пособие / Э. Ф. Хамадулин. М. : Высшее образование : Юрайт-Издат, 2009. 365 с.

Оглавление

| | |
|-------------------------|----------|
| Предисловие..... | 3 |
|-------------------------|----------|

| | |
|----------------------|----------|
| Введение..... | 5 |
|----------------------|----------|

Глава 1

| | |
|---|----------|
| Стандартные узлы средств измерения | 7 |
|---|----------|

| | |
|---|---|
| 1.1. Масштабные измерительные преобразователи | 7 |
|---|---|

| | |
|---|----|
| 1.2. Преобразователи мгновенных значений напряжений и токов..... | 16 |
|---|----|

| | |
|---|----|
| 1.3. Генераторы электрических сигналов..... | 24 |
|---|----|

| | |
|--|----|
| 1.4. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи | 29 |
|--|----|

| | |
|--------------------------------------|----|
| 1.5. Микропроцессоры и микроЭВМ..... | 39 |
|--------------------------------------|----|

| | |
|------------------------------------|----|
| 1.6. Коды и системы счисления..... | 43 |
|------------------------------------|----|

| | |
|---|----|
| 1.7. Аналоговые и цифровые индикаторы | 45 |
|---|----|

Глава 2

| | |
|--|-----------|
| Исследование формы электрических сигналов | 50 |
|--|-----------|

| | |
|-------------------------------------|----|
| 2.1. Электронно-лучевая трубка..... | 51 |
|-------------------------------------|----|

| | |
|---|----|
| 2.2. Матричные индикаторные панели..... | 53 |
|---|----|

| | |
|---------------------------------------|----|
| 2.3. Универсальные осциллографы | 55 |
|---------------------------------------|----|

| | |
|---|----|
| 2.3.1. Структурная схема универсальных осциллографов | 55 |
|---|----|

| | |
|--|----|
| 2.3.2. Виды разверток в универсальных осциллографах | 61 |
|--|----|

| | |
|---|----|
| 2.4. Скоростные и стробоскопические осциллографы..... | 64 |
|---|----|

| | |
|----------------------------------|----|
| 2.5. Цифровые осциллографы | 66 |
|----------------------------------|----|

| | |
|--|----|
| 2.6. Техника осциллографических измерений..... | 69 |
|--|----|

| | |
|---|----|
| 2.6.1. Измерение амплитудных и временных параметров сигнала..... | 69 |
|---|----|

| | |
|---|----|
| 2.6.2. Измерение параметров импульсных сигналов | 71 |
|---|----|

Глава 3

| | |
|---|-----------|
| Методы и средства формирования сигналов | 73 |
| 3.1. Измерительные генераторы сигналов низкой частоты ... | 74 |
| 3.2. Измерительные генераторы сигналов высокой частоты .. | 78 |
| 3.3. Измерительные генераторы сигналов сверхвысокой частоты..... | 79 |
| 3.4. Измерительные генераторы шумовых сигналов | 81 |
| 3.5. Измерительные генераторы импульсных сигналов | 84 |
| 3.6. Синтезаторы частот | 86 |

Глава 4

| | |
|--|-----------|
| Исследование сигналов в частотной и временной областях | 89 |
| 4.1. Общие сведения | 89 |
| 4.2. Цифровые методы измерения частоты и времени..... | 91 |
| 4.2.1. Цифровой частотомер | 91 |
| 4.2.2. Цифровой измеритель периода сигнала | 94 |
| 4.3. Методы сравнения частот | 97 |
| 4.3.1. Осциллографический метод сравнения частот | 97 |
| 4.3.2. Гетеродинный метод сравнения частот | 98 |
| 4.3.3. Резонансный метод сравнения частот | 100 |
| 4.4. Измерение разности фаз | 104 |
| 4.4.1. Компенсационный метод измерения разности фаз..... | 105 |
| 4.4.2. Осциллографические методы измерения разности фаз..... | 106 |
| 4.4.3. Метод преобразования разности фаз во временной интервал..... | 109 |
| 4.4.4. Цифровые фазометры..... | 112 |
| 4.4.5. Измерение группового времени запаздывания | 114 |
| 4.5. Измерение фазового дрожания цифрового сигнала | 115 |

Глава 5

| | |
|---|------------|
| Измерение напряжений и токов | 120 |
| 5.1. Общие сведения | 120 |
| 5.2. Влияние формы напряжения на показания вольтметра ... | 122 |
| 5.3. Методы измерения напряжения и тока | 126 |
| 5.3.1. Метод непосредственной оценки | 127 |
| 5.3.2. Метод сравнения с мерой | 129 |

| | |
|--|-----|
| 5.4. Приборы для измерения напряжения и тока | 131 |
| 5.4.1. Электромеханические вольтметры и амперметры | 131 |
| 5.4.2. Аналоговые электронные вольтметры и амперметры | 134 |
| 5.4.3. Цифровые электронные вольтметры | 136 |
| 5.5. Специализированные электронные вольтметры | 138 |
| 5.5.1. Селективные вольтметры | 138 |
| 5.5.2. Импульсные вольтметры | 139 |
| 5.5.3. Фазочувствительные вольтметры | 141 |

Глава 6

Измерение энергетических параметров устройств ТКС

| | |
|--|-----|
| 6.1. Общие сведения | 143 |
| 6.2. Методы измерения мощности | 147 |
| 6.2.1. Электромеханический метод | 147 |
| 6.2.2. Метод амперметра и вольтметра | 149 |
| 6.2.3. Метод перемножения | 150 |
| 6.2.4. Калориметрический метод | 152 |
| 6.2.5. Метод терморезистора | 154 |
| 6.2.6. Термоэлектрический метод | 156 |
| 6.2.7. Метод измерения проходящей мощности на основе использования направленных ответвителей | 158 |
| 6.2.8. Метод измерения мощности, основанный на эффекте Холла | 159 |
| 6.2.9. Пондеромоторный метод измерения проходящей мощности | 160 |
| 6.3. Измерение шумовых параметров устройств ТКС | 161 |
| 6.3.1. Шумовые параметры устройств ТКС | 161 |
| 6.3.2. Измерение шумовых параметров методом двух отсчетов | 164 |

Глава 7

Измерение параметров элементов электрических цепей

| | |
|--|-----|
| 7.1. Общие сведения о параметрах элементов | 168 |
| 7.2. Метод вольтметра-амперметра | 169 |
| 7.2.1. Измерение активного сопротивления | 169 |

| | |
|--|-----|
| 7.2.2. Измерение емкости | 171 |
| 7.2.3. Измерение индуктивности | 172 |
| 7.3. Электронный омметр | 173 |
| 7.4. Мостовые методы измерения параметров элементов | 176 |
| 7.4.1. Уравновешенные мосты | 176 |
| 7.4.2. Неуравновешенные мосты | 181 |
| 7.5. Цифровые измерители параметров элементов электрических цепей..... | 182 |
| 7.5.1. Метод дискретного счета..... | 182 |
| 7.5.2. Метод уравнивающего преобразования..... | 184 |
| 7.6. Резонансный метод измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивностей..... | 186 |

Глава 8

| | |
|---|------------|
| Измерение уровней передачи, рабочего затухания и рабочего усиления | 188 |
| 8.1. Общие сведения | 188 |
| 8.2. Измерение рабочего затухания четырехполюсников | 192 |
| 8.2.1. Измерение разности уровней с использованием известного генератора..... | 194 |
| 8.2.2. Измерение методом разности уровней с использованием схемы Z | 195 |
| 8.2.3. Измерение методом сравнения с использованием известного генератора..... | 196 |
| 8.2.4. Измерение методом сравнения с использованием схемы Z | 198 |
| 8.3. Особенности измерения рабочего усиления четырёхполюсников..... | 199 |

Глава 9

| | |
|---|------------|
| Измерения в волоконно-оптических линиях связи..... | 202 |
| 9.1. Средства измерений, используемые при проведении измерений в ВОЛС..... | 203 |
| 9.1.1. Оптические измерители мощности | 203 |
| 9.1.2. Стабилизированные источники оптического сигнала | 205 |
| 9.1.3. Перестраиваемые оптические аттенюаторы..... | 208 |

| | |
|--|------------|
| 9.1.4. Анализаторы затухания в оптическом кабеле..... | 208 |
| 9.1.5. Оптические рефлектометры | 209 |
| 9.1.6. Визуальные дефектоскопы | 211 |
| 9.2. Измерение коэффициента затухания оптической линии | 212 |
| 9.3. Определение неоднородностей оптической линии | 213 |
| 9.4. Измерение хроматической дисперсии оптического волокна..... | 215 |
| 9.5. Измерение поляризационной модовой дисперсии оптического волокна..... | 216 |
| Библиографический список..... | 218 |

Учебное издание

Аминев Александр Валерьевич

Блохин Анатолий Васильевич

**ИЗМЕРЕНИЯ
В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
СИСТЕМАХ**

Редактор *Л. Ю. Козыичева*

Верстка *О. П. Игнатъевой*

Подписано в печать 02.12.2014. Формат 60×90¹/₁₆.
Бумага писчая. Плоская печать. Гарнитура Newton.
Уч.-изд. л. 14,0. Усл. печ. л. 14,0. Тираж 150 экз.
Заказ 5.

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13
Факс: 8 (343) 358-93-06
E-mail: press-urfu@mail.ru

